

SABER
ELECTRONICA
EDICION ARGENTINA
WEB ELECTRONICA
CLUB
SE
Curso Superior de
TV Color
El Sistema de Transmisión de TV
El Tubo de Rayos Catódicos
El Amplificador de Video
La Señal Compuesta de Video
La Reparación de Televisores a Color
1
REP. ARGENTINA, $5,90





PRESENTA

Curso Superior de
TV Color
volumen 1

Autores: Ing. Alberto H. Picerno, Ing. Horacio D. Vallejo

El Sistema de Transmisión de TV
El Tubo de Rayos Catódicos
El Amplificador de Video
La Señal Compuesta de Video
La Reparación de Televisores a Color

Editado por:
EDITORIAL QUARK S.R.L.
Herrera 761/63 (1295) Buenos Aires, Argentina
Tel./fax: (0054-11) 4301-8804

Director: Horacio D. Vallejo

Impresión: New Press Grupo Impresor S.A., Bs. As., Argentina - octubre 2003.

Distribución en Argentina: Capital: Distribuidora Cancellaro e Hijo SH, Gutemberg 3258, Buenos Aires - Interior: Distribuidora Bertrán S.A.C., Av. Vélez Sarsfield 1950, Buenos Aires
Distribución en Uruguay: Rodesol, Ciudadela 1416, Montevideo.
Distribución en México: Saber Internacional SA de CV, Hidalgo 7A, Ecatepec de Morelos, Ed. México, México, (0155) 5787-8140
Distribución en Colombia, Venezuela, Ecuador, Perú, Paraguay, Chile y Centroamérica: Solicitar dirección del distribuidor al (005411)4301-8804 o por Internet a:

www.webelectronica.com.ar

ISBN Obra Completa: 987-1116-19-5

Prólogo

Obra compuesta de 6 tomos independientes que enseña teoría y reparación de televisores a color.

Por ser un curso, los lectores tienen apoyo a través de Internet, por medio de claves de acceso a **www.webelectronica.com.ar** que se publican en cada volumen.

Este texto es la Segunda Serie del Curso Completo de TV Color del Ing. Picerno, por lo cual posee temas tratados en dicho libro. Los dos primeros tomos tratan aspectos generales de distintos bloques de televisores convencionales y describen características generales que hacen a la transmisión de televisión. Si bien en estos dos volúmenes se trata la reparación de equipos, recién en el tercer tomo se comienzan a describir fallas y soluciones en equipos comerciales.

La descripción de las etapas que componen un receptor se realiza teniendo en cuenta la evolución de la tecnología, tratando incluso, los sistemas microcontrolados actuales. En esta entrega se analizan los siguientes temas:

El Sistema de Transmisión de TV
El Tubo de Rayos Catódicos
El Amplificador de Video
La Señal Compuesta de Video
La Reparación de Televisores a Color

INDICE

LA TELEVISION

LA TRANSMISION DE IMAGENES POR EL AIRE

Así como los micrófonos pueden captar ondas sonoras y convertirlas en señales eléctricas, las cuales modulan las ondas de radio y pueden ser transmitidas, así, a la distancia, también es posible captar una imagen por medio de una cámara, convertirla en otra señal eléctrica, “subirla” a otra portadora y transmitirla a un punto remoto. Para recuperar los sonidos, basta amplificar las corrientes eléctricas y aplicarlas en parlantes (bocinas) que se encargan de su reproducción.

Una imagen es mucho más compleja que un sonido, lo que exige más que un simple transductor, tipo micrófono, conectado a un transmisor.

La información correspondiente al sonido tiene solamente una dimensión: la onda incide de modo constante sobre el micrófono, que varía con el tiempo. Una imagen no. La misma tiene dos dimensiones (en verdad tiene tres, ¡pero todavía no tenemos televisión tridimensional!) y esto plantea un serio problema para su captación.

La transmisión de imágenes es un poco más compleja, veamos: si tuviéramos una imagen correspondiente a una X, como muestra la figura 1, para transmitirla, nuestra primera preocupación sería reducir sus dimensiones, o sea: convertirla en una imagen de solamente una dimensión, o también, en una forma diferente. Este recurso que usamos es también empleado cuando deseamos copiar un dibujo muy complicado. En lugar de tomar el dibujo como un todo, lo dividimos en sectores, como muestra la figura 2.

Figura 1



Después, "barremos" la figura, copiando cada sector, o cada cuadradito separadamente, lo que es mucho más fácil. Juntando los cuadraditos, tenemos la recomposición del diseño.

Del mismo modo, en televisión, para transmitir la imagen, lo que se hace, en primer lugar, es la descomposición en líneas que poseen claros y oscuros, y es esta información la que es llevada a su televisor, donde se la recompone. Si puede examinar de cerca un televisor en blanco y negro, verá que la imagen está formada por 625 líneas paralelas horizontales, que presentan claros y oscuros. Lo importante en este sistema es que nuestra vista no percibe realmente las líneas, pero sí la imagen en su totalidad, siempre que el número de líneas usado sea suficientemente grande.

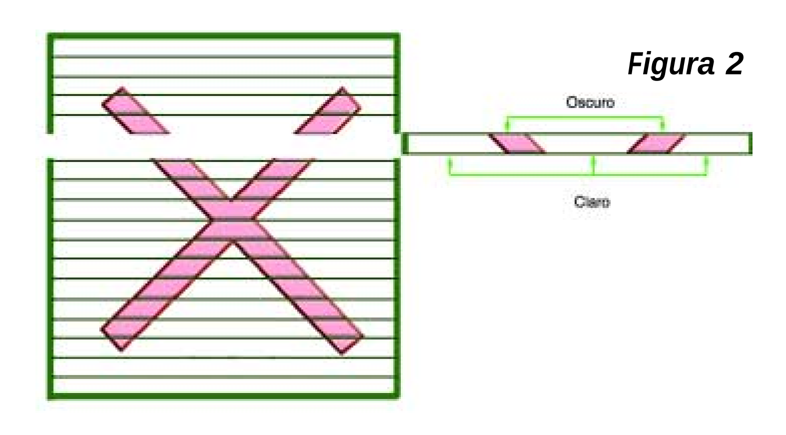


Figura 2

Nuestra vista posee una característica, que se llama capacidad de resolución, que nos impide distinguir objetos separadamente, si hay entre ellos distancias muy pequeñas. Dos puntos dibujados en una hoja se ven como uno solo (fundidos) si alejamos esta hoja de nuestra vista hasta una cierta distancia.

Volviendo al problema de la transmisión de la imagen, todo lo que necesitamos entonces es un sistema que "explore" la imagen en líneas horizontales, que transmita las informaciones de claros y oscuros y que permita su recomposición en un aparato distante. Para que tengamos una imagen de buena definición, o sea, que sean visibles detalles pequeños, será necesario un cierto número de líneas, que en el caso de la TV en Argentina es de 625, mientras que en la mayoría de los países (México, Colombia, Venezuela, etc.) es de 575. Pero esto no es todo. Recuerde que una imagen de TV normalmente está en constante movimiento. Si la "exploración" de la imagen fuera muy lenta, cuando llegamos a su final, el objeto que estamos enfocando ya cambió de posición. La solución para obtener el movimiento, o sea, para poder transmitir imágenes en movimiento, es la misma adoptada en el caso del cine y basada en la persistencia retiniana.

Del mismo modo que nuestros ojos no pueden separar puntos muy cercanos en una imagen, tam-



Figura 3

bién sufren una cierta ***"confusión temporal"***, o sea, no pueden distinguir dos fenómenos sucesivos muy próximos, tal como se muestra en la figura 3.

Si usted pasa su mano varias veces, muy rápidamente delante de una imagen, interrumpirá la visión y su vista no conseguirá ver esta interrupción y ***"compondrá"*** la imagen.

Una lámpara que guiñe rápidamente en una frecuencia mayor que 10Hz, o sea, 10 guiños por segundo, no podrá ser vista como una sucesión de destellos, sino como si estuviera encendida continuamente, pues nuestra vista no puede distinguir guiños sucesivos a menos de 0,1 segundo.

El cine aprovecha este hecho, del siguiente modo:

Para que tengamos la sensación de movimiento en las imágenes proyectadas, basta hacerlo con gran velocidad. Una película cinematográfica no es más que una sucesión de fotografías (quietas) que son proyectadas rápidamente, de modo que percibimos las alteraciones de una a la otra como movimiento, pero no vemos el pasaje de una a otra. Vemos solamente que la escena se va modificando continuamente.

En el caso del cine, la proyección se hace a razón de 24 cuadros por segundo.

En la televisión, la transmisión se hace a razón de 50 cuadros por segundo. En suma, en cada ***"cuadro"*** se debe tener la exploración completa de la imagen que se convierte en claros y oscuros, los cuales modulan el transmisor en forma de menor o mayor tensión, y ese cuadro es recompuesto en la pantalla de su televisor.

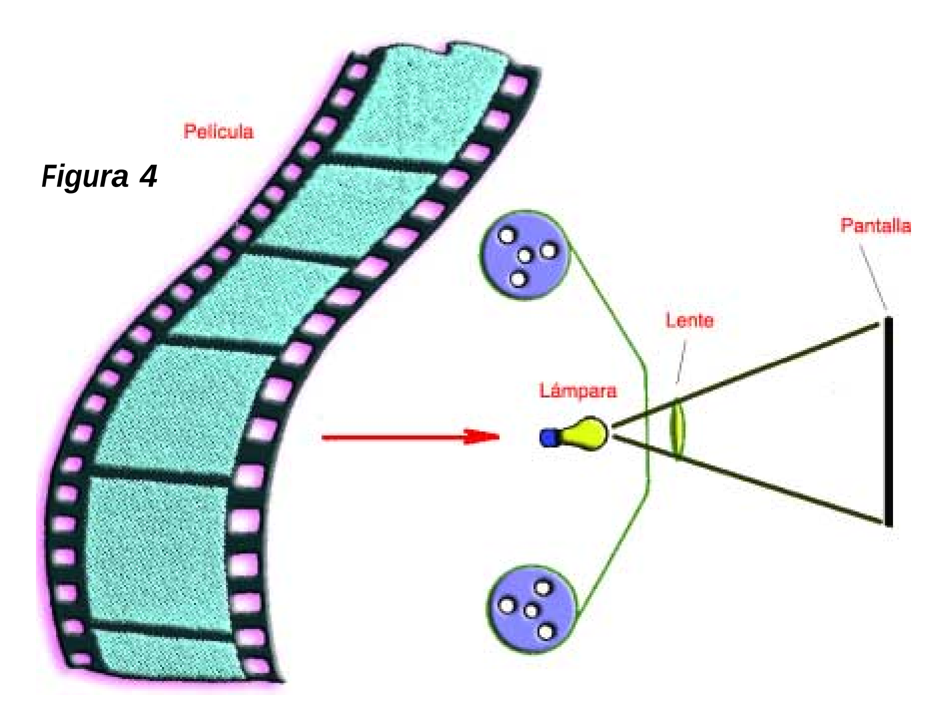


Figura 4

La sucesión rápida de cuadros no es per-

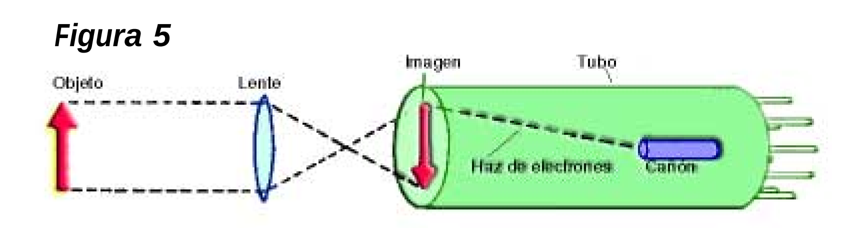
cibida por nuestra vista y tenemos la sensación de una imagen que se modifica continuamente, o sea, podemos tener una reproducción de los movimientos del objeto enfocado (recordemos que el intervalo mínimo en que podemos percibir fenómenos sucesivos es de 0,1 segundo, (tal como se grafica en la figura 4).

LA CÁMARA DE TELEVISIÓN

El punto de partida de la imagen que llega a su televisor es la cámara de TV, pues ella **"capta"** la escena y la transforma en señales eléctricas que pueden ser transmitidas por un equipo convencional.

Para entender la televisión debemos partir de la cámara, pues es ella la que forma la imagen que llega a nuestro televisor.

Figura 5



Como vimos en el punto anterior, la imagen debe ser ***"barrida"***, dividida en líneas para que cada línea, que consiste en una sucesión de claros y oscuros, pueda ser transmitida. La recomposición de estas líneas en el televisor permite recomponer la imagen original. El elemento básico de una cámara de TV es un tubo denominado ***"Vidicón"*** que tiene la estructura que aparece en la figura 5. (También existen otros denominados ***"Orticón" y "Plumbicón"***, pero el más común es el ***"Vidicón"***).

En la parte frontal del tubo existe una lente común de vidrio, cuya finalidad es enfocar la escena sobre una superficie fotosensible (figura 6).

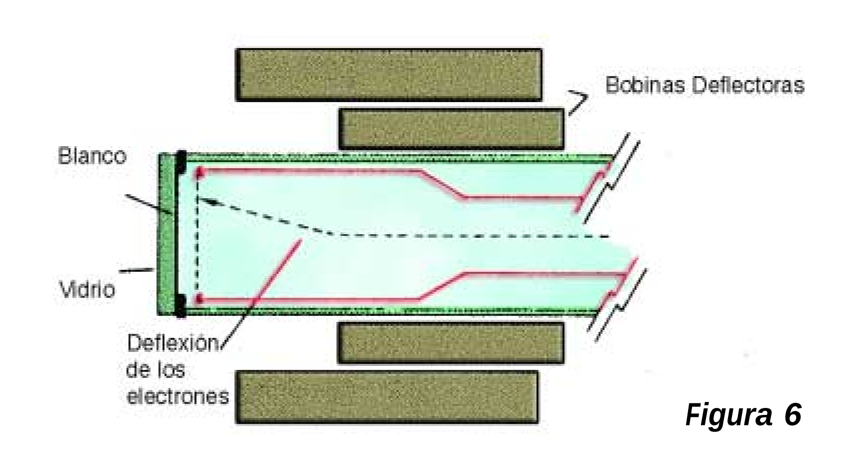


Figura 6

Esta superficie presenta una propie-

dad denominada fotoconductividad, que consiste en la disminución de la resistencia por la liberación de cargas en presencia de la luz.

Los materiales que se pueden usar en la fabricación de esta superficie son el plomo, el telurio y el selenio. Por detrás de la superficie fotosensible, el tubo de vidrio se prolonga y termina en un cañón electrónico. La finalidad de este cañón electrónico es producir un haz de electrones que incidirá en la superficie fotosensible.

Un sistema externo formado por bobinas alrededor del cañón electrónico permite modificar su dirección. Así, aplicando una señal de forma determinada a las bobinas, podemos desplazar el haz de electrones de modo que el mismo **"barra"** la placa fotosensible, explorando así la imagen proyectada por la lente. Ocurre entonces lo siguiente en este ***"barrido"***: cuando el haz de electrones del cañón electrónico pasa por un punto claro de la imagen proyectada, la liberación de cargas hace que la resistencia obtenida sea disminuida y la señal tiene intensidad mayor en la salida. Cuando el haz explora un punto oscuro la resistencia es mayor. La resistencia varía entre 2 y 20MΩ para los tubos de cámara de este tipo. Obtenemos en la salida una corriente variable, que corresponde justamente a los claros y oscuros de cada línea explorada por el haz. La señal de video, como se la llama, tiene entonces intensidades correspondientes a cada línea transmitida.

Pero la cosa no es tan sencilla. Faltan resolver algunos problemas adicionales. Una vez transmitida la línea, por ejemplo, se debe también enviar una señal hacia el receptor para que el haz de electrones o el barrido vuelva al comienzo de la pantalla e inicie otra línea. Para que la imagen del televisor corresponda a la imagen captada por la cámara debe haber sincronismo entre ellas. Así,

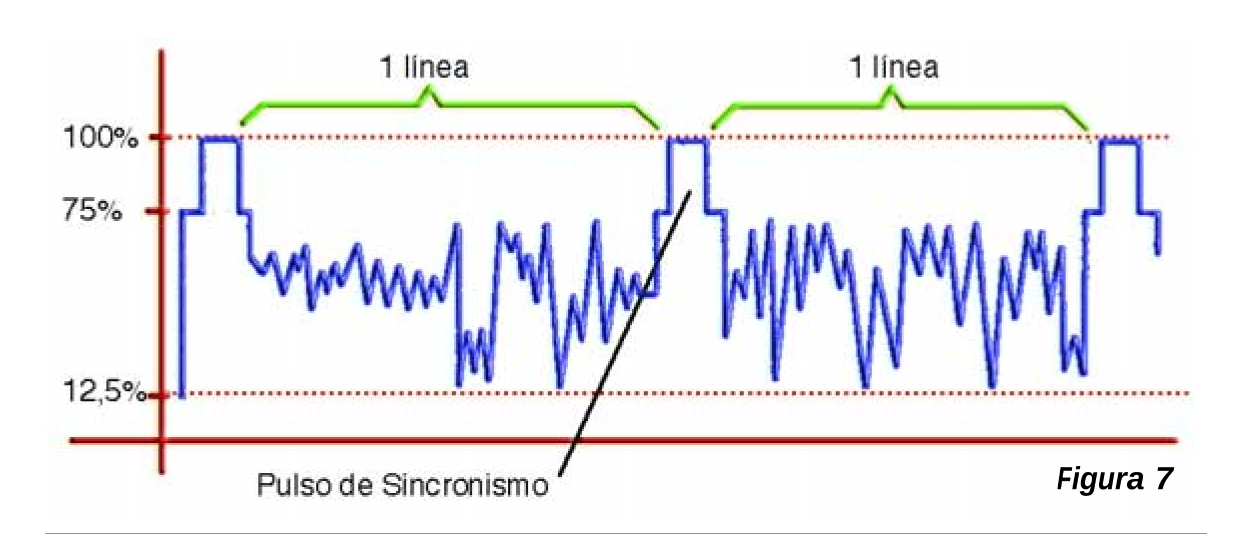
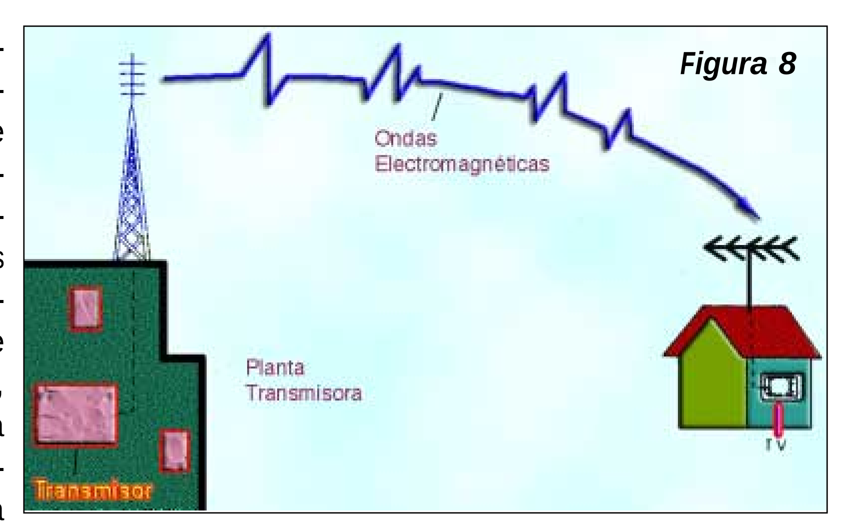


Figura 7

entre cada línea debe existir una señal de sincronismo que es mostrada en la misma figura 7.

Además la misma señal de TV debe también transmitir el sonido. El lector puede percibir fácilmente que una sucesión de informaciones tan grande como corresponde a una imagen completa más el sonido, precisa un canal de ancho mucho mayor que los 5kHz de la AM, o incluso de la FM. De hecho, para TV el canal usado tiene un ancho mucho mayor, de 6MHz, lo que exige una banda especial para su transmisión.

LA TRANSMISIÓN DE TV



Las señales provenientes de la cámara de TV y también de los micrófonos colocados en el estudio deben ser transmitidas por ondas electromagnéticas (ondas de radio) hasta su casa, como sugiere la figura 8. Sin embargo, cuando una imagen está descompuesta en líneas, posee muchos más detalles que un sonido audible, como es captado por un micrófono. Para transmitir señales de una frecuencia hasta 5kHz, necesitamos una banda de frecuencias de por lo menos 10kHz de ancho, lo que significa una limitación para el número de estaciones de ondas medias y cortas, por ejemplo. Para FM, como la banda de sonidos transmitidos es mayor, la banda de frecuencias usadas es también más ancha. Así, una banda de FM puede ocupar un canal hasta 10 veces más ancho que un canal de AM, para que las emisiones de sonido estereofónico con señales de decodificación puedan ser realizadas sin problemas de interferencias.

En el caso de TV, la banda de frecuencia para cada canal debe ser todavía más ancha.

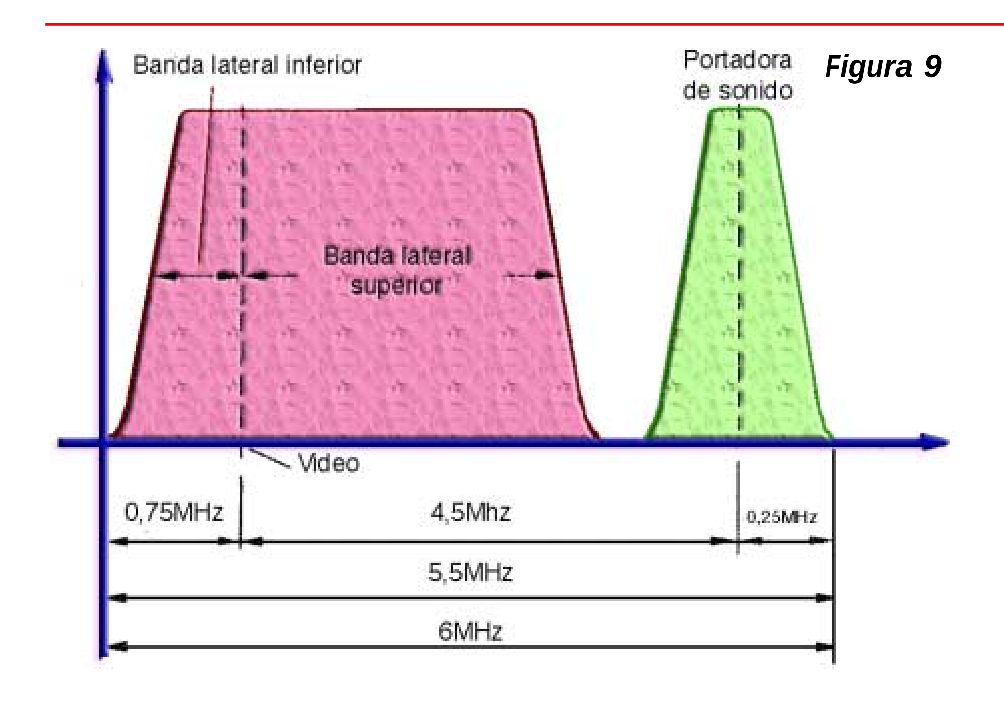


Figura 9

¡Vea que debemos transmitir al mismo tiempo información del sonido y de la imagen sin que una interfiera sobre la otra!

El patrón de TV usado en nuestro país prevé para la transmisión de imagen una banda del orden de los 4,2MHz de ancho. Todo el canal ocupa una banda de 6MHz, ya que hay que transmitir también el sonido. En la figura 9 tenemos la ubicación de la señal de sonido y de imagen (portadora de sonido y de imagen) para un canal de TV.

Así, existe una separación de 250kHz entre el límite superior de la banda destinada al canal y la portadora de sonido. Del mismo modo, la señal de video se sitúa 1,25MHz por encima del límite inferior del canal. Mientras la señal de video es modulada en amplitud, la señal de sonido es modulada en frecuencia.

La banda de frecuencias que deben ocupar los canales, básicamente, es de VHF (Very High Frecuency) situada entre 54 y 216MHz separada en dos grupos según la siguiente tabla:

a) Canales bajos:

canal 2 - ocupando de 54 a 60 MHz

canal 3 - ocupando de 60 a 66 MHz

canal 4 - ocupando de 66 a 72 MHz

canal 5 - ocupando de 76 a 82 MHz

canal 6 - ocupando de 82 a 88 MHz

Entre el canal 4 y el 5 quedan libres 4MHz usados en otras aplicaciones.

b) Canales altos:

canal 7 - ocupando de 174 a 180 MHz

canal 8 - ocupando de 180 a 186 MHz

canal 9 - ocupando de 186 a 192 MHz

canal 10 - ocupando de 192 a 198 MHz

canal 11 - ocupando de 198 a 204 MHz

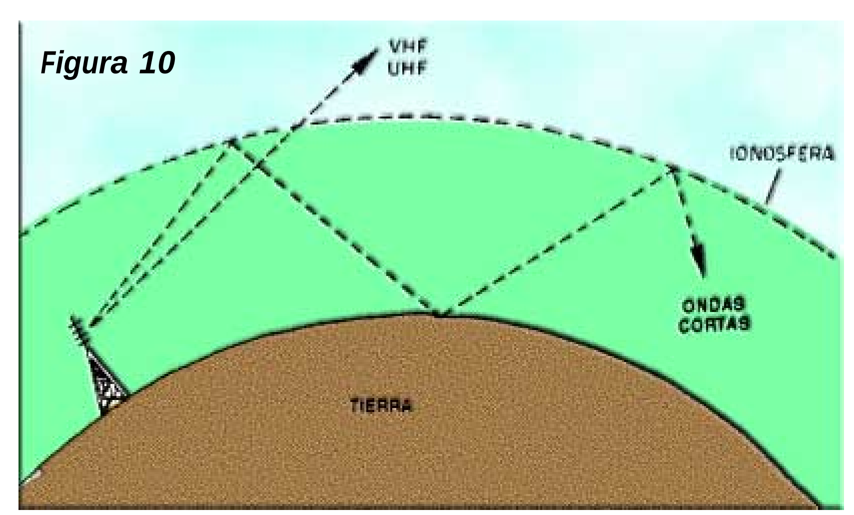
canal 12 - ocupando de 204 a 210 MHz

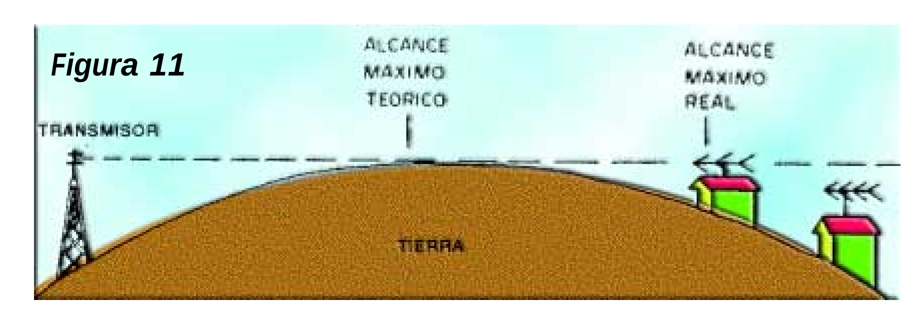
canal 13 - ocupando de 210 a 216 MHz

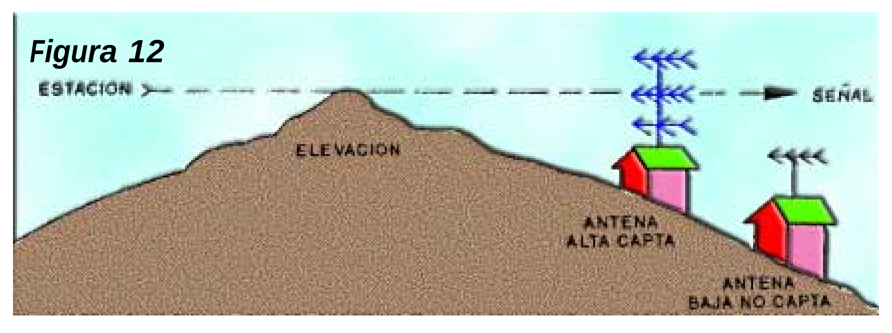
Mientras tanto, existe una segunda banda de canales de TV, denominada de UHF (Ultra High Frecuency), usada principalmente en retransmisión de señales para localidades distantes, que va de 470MHz a 890MHz y que comprende los canales de 14 a 83.

Las señales de estas bandas, tanto UHF como VHF, tienen un comportamiento diferente de las señales de radio de ondas medianas y cortas. Mientras las señales de radio de ondas medias y cortas pueden reflejarse en las capas altas de la atmósfera (ionósfera) y así alcanzar grandes distancias, principalmente de noche, las señales de TV no lo hacen. (fig. 10).

Con esto, el alcance de las transmisiones de TV no depende de la potencia de la estación, como en el caso de la radiodifusión, sino que es más o menos fijo, se limita a la línea visual, o sea, hasta ***"donde la vista puede alcanzar".***







En verdad, el alcance es un poco mayor que el horizonte visual, pues puede aumentárselo con la elevación de la altura de la antena, tanto de la estación transmisora como de la estación receptora.

Es por este motivo que las transmisoras colocan sus antenas en lugares bien altos; además: cuanto más lejos viva usted de una estación que desea captar, tanto más alta debe colocar su antena. (fig. 11). En la figura 12 ilustramos lo que ocurre cuando una estación distante debe ser captada por una antena baja. Las señales no llegan hasta la antena y no puede haber recepción.

En los transmisores de TV la potencia no es importante para el alcance, pero es importante para evitar un problema: la obtención de imágenes poco nítidas.

Con potencias elevadas se garantiza que dentro del alcance de las emisiones la señal llegue fuerte y con esto pueda vencer obstáculos e interferencias, tema del que hablaremos oportunamente.

EL RECEPTOR DE TV

El receptor de TV o televisor recibe las señales enviadas por la estación y reproduce la imagen original y, evidentemente, también el sonido. En la figura 13 tenemos la estructura en bloques de un receptor, para que el lector tenga una idea preliminar de su complejidad.

Para entender mejor cómo funciona el televisor, partimos de su elemento básico que es justamente el tubo de imagen, cinescopio o tubo de rayos catódicos (TRC) como también se lo llama.

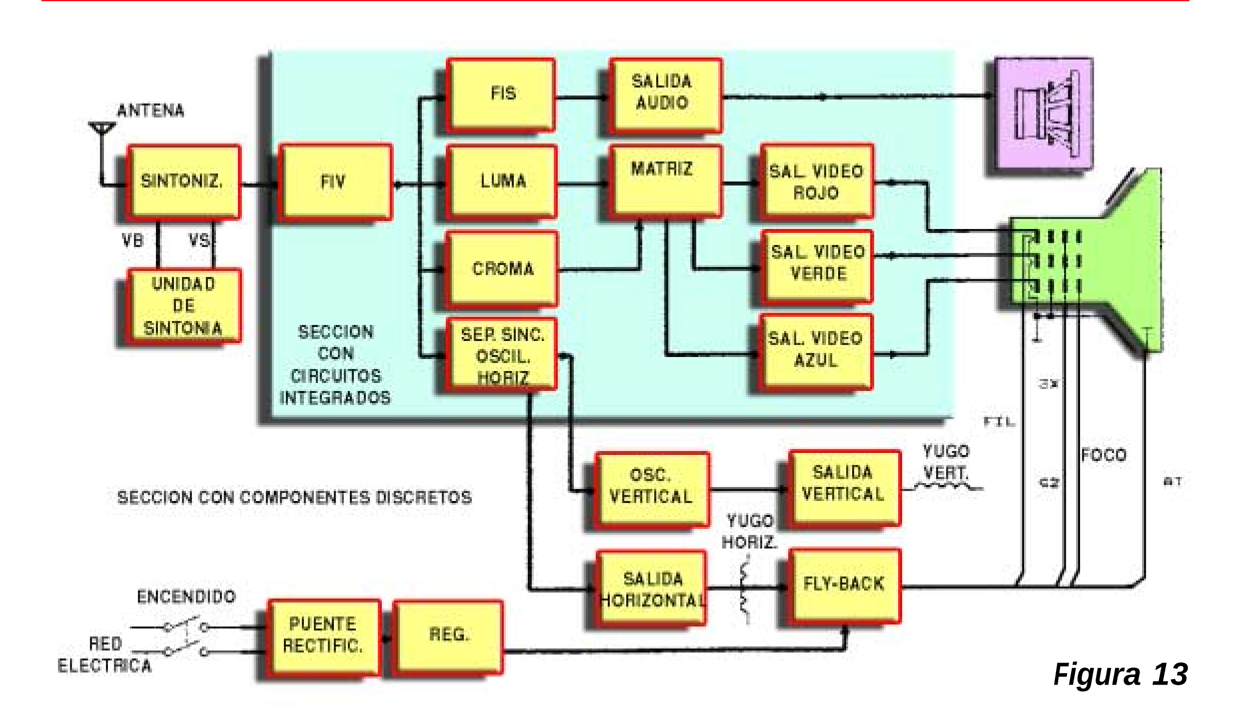


Figura 13

En principio, todos los televisores hacen lo mismo: captan una señal por la antena, la procesan y envían el sonido a un parlante (bocina) y la imagen a un tubo de rayos catódicos.

A lo largo de los años, los diferentes bloques que conforman un receptor fueron cambiando; es más, a partir de los 90 se agregó un sistema de control que incluye un circuito integrado microcontrolador y que permite efectuar el ajuste de un sin fin de funciones, incluyendo el ya famoso ***"Modo Service"*** para calibrar parámetros tales como altura y linealidad vertical, frecuencia horizontal, etc. sin necesidad de tener que recurrir a elementos mecánicos tales como potenciómetros o capacitores variables. Ni siquiera se tienen bobinas para ajustar los valores de frecuencia intermedia, ya todo se controla por medio de valores almacenados en una memoria EEPROM.

Cabe aclarar que para que ésto haya sido posible fue necesario establecer normas y protocolos de comunicaciones tales como el conocido "I^{2}Cbus". Es por ello que podemos hablar de "controles remotos inteligentes" ya que todos emiten la misma información y lo único que cambia es la portadora con la que se transmite dicha información.

Es por ésto que no nos detendremos a explicar el diagrama en bloques y la función de cada etapa, ya que con el avance de este curso iremos tratando cada tema detalladamente.

EL TUBO DE RAYOS CATODICOS

LA EMISION DE LUZ

El tubo de rayos catódicos puede considerarse como la interfase TV/USUARIO. El ojo humano es sensible a las radiaciones electromagnéticas visibles, desde el rojo al violeta. La pantalla del tubo está recubierta de un compuesto de varios tipos de fósforos. El fósforo es de color gris oscuro cuando no está excitado. La excitación se consigue por bombardeo electrónico. Si un electrón atraviesa un átomo de fósforo, lo excita ya que entrega parte de su energía cinética en el choque. La energía no se puede perder; en este caso, la energía pasa al átomo de fósforo, de forma que se incrementa la velocidad angular, de uno o más electrones orbitales; esto, a su vez, significa un aumento del diámetro orbital. Esta situación es inestable y el átomo de fósforo vuelve a su estado estable, emitiendo energía electromagnética, de frecuencia visible (luz). En un tubo de blanco y negro, la composición del fósforo, es tal que la contribución de los diferentes átomos da por resultado una luz similar a la luz blanca natural.

EL CAÑON ELECTRONICO Y EL ALUMINIZADO

En el punto anterior, encontramos la necesidad de una fuente de electrones que se muevan velozmente. Esta fuente es el cañón electrónico del tubo. El cañón electrónico está constituido por un cátodo, que genera los electrones al ser calentado por el filamento, una reja de control, que controla la intensidad del haz electrónico y un sistema de aceleración y enfoque, que produce un fino haz de electrones muy veloces. Por supuesto, todo este conjunto funciona en el vacío, que se consigue extrayendo el aire contenido en el volumen formado por la campana, la pantalla y el tubo de vidrio del cañón. Vea la figura 14.

En el interior del tubo, el haz electrónico cierra el circuito cuando llega a la pantalla. El fósforo depositado en la pantalla de vidrio tiene una fina capa de aluminio, que permite el paso de los electrones desde el cañón hasta el fósforo.

Esta capa conductora cumple varias e importantes funciones. A) Recolectar los electrones lentos (que ya entregaron su energía cinética a los átomos de fósforo) y hacerlos circular hasta la fuente de alta tensión.

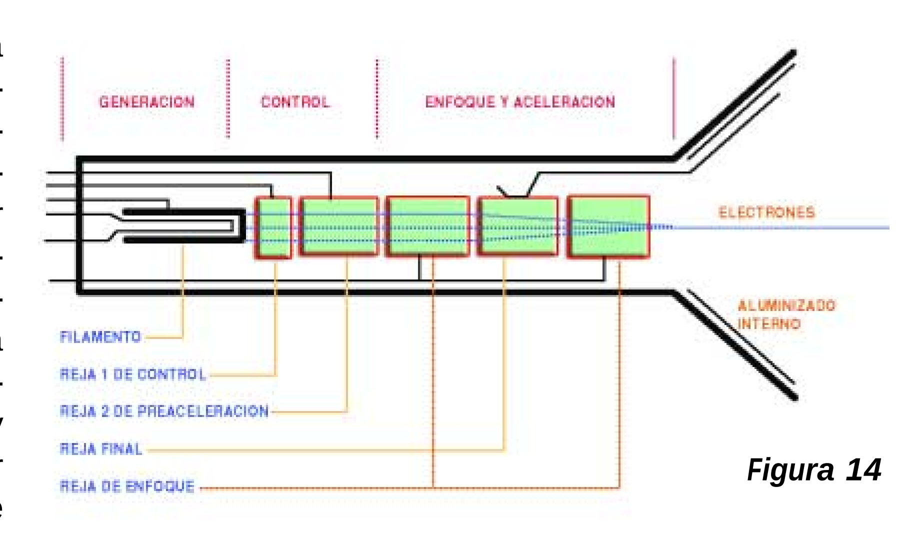


Figura 14

Es decir que el viaje desde el sistema de enfoque hasta la pantalla se realiza en un medio equipotencial, para que los electrones no pierdan velocidad y el haz se mantenga enfocado. B) La fina capa de aluminio permite el paso de electrones, pero frena la circulación de iones negativos, que se generan en el cañón, por la presencia de gases atmosféricos residuales. C) El aluminizado forma un espejo que dirige la luz generada hacia el usuario, aumentando el rendimiento luminoso del sistema.

Lo más importante para el lector es entender cómo debe polarizarse cada electrodo para lograr la iluminación de la pantalla (por ahora sólo estaríamos formando un punto luminoso en el centro de la misma).

Entre el cátodo, la reja de control y los demás electrodos, debe existir un potencial adecuado para que cada uno cumpla su función específica.

El proceso para la generación electrónica, el control de la intensidad del haz y su preaceleración, puede relatarse como sigue:

A) El filamento genera energía térmica cuando lo recorre una corriente eléctrica, que puede ser continua o alterna. Esta energía es conducida al cátodo por radiación.

B) Los electrones del material del cátodo reciben esta energía y comienzan a girar con mayor velocidad, hasta que su energía cinética es tan alta, que la fuerza de atracción del núcleo no es suficiente para mantenerlos en una órbita fija y se desprenden, saliendo disparados del cátodo en todas las direcciones.

La presencia de otros electrones, en la cercanía del cátodo, hacen que esta zona tenga potencial negativo, lo cual limita el proceso de emisión. En la práctica, se forma una nube electrónica alrededor del cátodo, que se llama cátodo virtual. El haz electrónico toma sus electrones desde esta nube, y no desde el cátodo propiamente dicho.

C) La reja de control tiene un potencial negativo con respecto al cátodo y también se opone a que los electrones abandonen la nube, para dirigirse a la pantalla del tubo. Pero este potencial es pequeño y los electrones pasan en mayor o menor cantidad, de acuerdo con el potencial negativo de la reja de control (tomado con respecto al cátodo). En la mayoría de los televisores modernos, la reja de control se conecta a masa o a un potencial levemente positivo; en tanto que el cátodo se conecta a un potencial positivo comprendido entre 20 y 200V, que ejerce el control de la intensidad del haz, por variación del potencial reja/cátodo. La tensión de cátodo tiene dos componentes: una continua que permite variar el brillo del haz y una alterna, que puede hacer variar rápidamente el brillo del punto luminoso sobre la pantalla, para formar luego las imágenes.

D) La siguiente reja realiza una preaceleración de los electrones, ya que se polariza con un potencial positivo. Su forma cilíndrica, con una cara cerrada, salvo por un pequeño agujero central, es la adecuada para que los electrones se aceleren, escapando por el agujero central. El potencial de esta reja es de alrededor de 400V, y en los tubos cromáticos (que se verán en este mismo capítulo) la variación de este potencial ajusta la sensibilidad del tubo, porque interacciona con la reja de control modificando el punto de corte del tubo. Este punto es el valor de tensión para la cual se corta el haz.

EL SISTEMA DE ENFOQUE Y ACELERACION

Tal como una lente óptica biconvexa (lupa) el sistema de enfoque concentra al grueso haz que sale de la reja preaceleradora, exactamente sobre la pantalla de fósforo. El potencial entre las rejas de entrada y salida, y la reja central; varía la distancia focal de la lente y permite un enfoque preciso. En los tubos color, se varía la tensión de la reja central por intermedio de un potenciómetro, en tanto que en los de blanco y negro, se procede a un ajuste por pasos. El valor de tensión es de 8KV aproximadamente en color y 400V en B&N.

La velocidad de los electrones cuando abandonan el cañón es función de la diferencia de potencial entre el cátodo y el ánodo final, sin importar los gradientes de tensión intermedios. El ánodo final es en verdad todo el espacio que le sigue al sistema de enfoque, porque toda la pared interna de la campana del tubo y la capa de fósforo están metalizadas y conectadas al generador de alta tensión. En B&N, la tensión del ánodo final es de unos 15kV y en color de 27kV, aproximadamente.

EL SISTEMA DE DEFLEXION

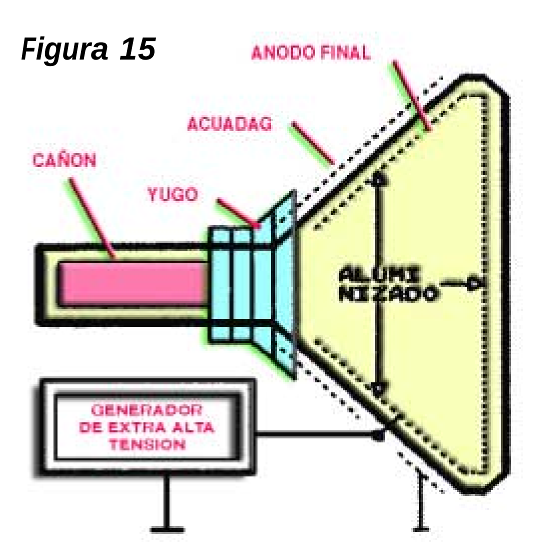
De poco nos sirve generar un punto luminoso sobre el centro de la pantalla y poder variar su brillo. La intención es generar una imagen. Para lograrlo, se agrega al tubo un sistema de deflexión magnética, también llamado yugo. En la figura 15, se puede observar un tubo completo, con su yugo montado sobre el cuello del tubo, entre el electrodo de enfoque y la pantalla.

El sistema de deflexión permite que el haz electrónico pueda dirigirse a cualquier parte de la pantalla. Este sistema está formado por bobinas de cobre, recorridas por una corriente eléctrica. Estas bobinas generan un campo magnético en la zona de salida del sistema de enfoque. El haz está constituido por electrones que se mueven y por lo tanto generan su propio campo magnético (tal como un conductor recorrido por una corriente). La interacción entre los campos, puede hacer que se mueva el haz o que se mueva el yugo. Como el yugo está firmemente amurado al cuello del tubo, lo que se mueve es el haz.

El haz se curva en función de la corriente que circula por el yugo. La pantalla se puede barrer de diferentes maneras, pero el criterio internacionalmente empleado, es el barrido lineal de izquierda a derecha y del borde superior al inferior; tal como Ud. está leyendo esta página.

Este sistema de barrido necesita dos bobinas y otras tantas formas de onda de corriente atravesándolas.

Figura 15



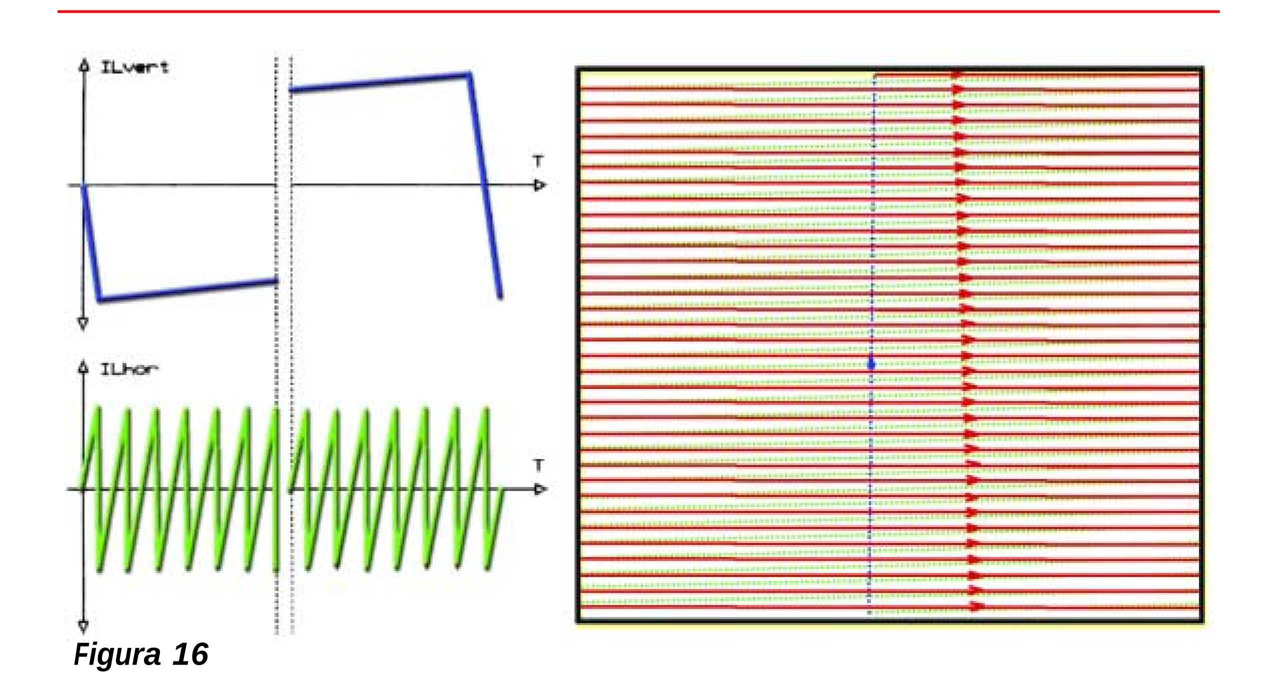


Figura 16

La bobina que produce el barrido de izquierda a derecha se llama bobina horizontal. En tanto que la que produce el barrido desde el borde superior al inferior, se llama bobina vertical.

Tal como se lee, el movimiento horizontal es rápido (64µS de borde a borde para la norma PAL N) y el vertical más lento (20µS). Si deseamos un barrido lineal (velocidad del haz constante) las corrientes que circulan por las bobinas horizontales y verticales deben ser dientes de sierra, que hacen crecer el campo magnético linealmente con el tiempo.

La forma de diente de sierra, hace que el haz vuelva rápidamente de la derecha a la izquierda, una vez que llegó al borde y luego vuelva a arrancar. El mismo criterio es válido cuando el haz llega al borde inferior, pero en este caso, el retorno es una composición de movimiento horizontal y vertical (un zig zag). En la figura 16, se pueden observar las formas de onda de corriente, aunque aclaramos que la vertical, aparece seccionada por razones prácticas de dibujo.

En la norma N, vigente en Argentina, se trazan 312,5 líneas horizontales y se vuelve a la parte superior de la pantalla para trazar otras 312,5 y así sucesivamente.

En una imagen real, los retornos del haz, tanto vertical como horizontal no se ven, ya que en ese momento se lleva al cátodo a un potencial positivo alto, que bloquea la circulación de corriente por el cañón (corte de haz).

LA FORMACION DE IMAGEN

El lector comprenderá que, si variamos la tensión del cátodo muy rápidamente, a medida que se produce el barrido, podemos formar sobre la pantalla la imagen que deseamos, con todos los tonos de grises necesarios. Por ejemplo, podemos generar el número 1, tal como se muestra en la figura 17.

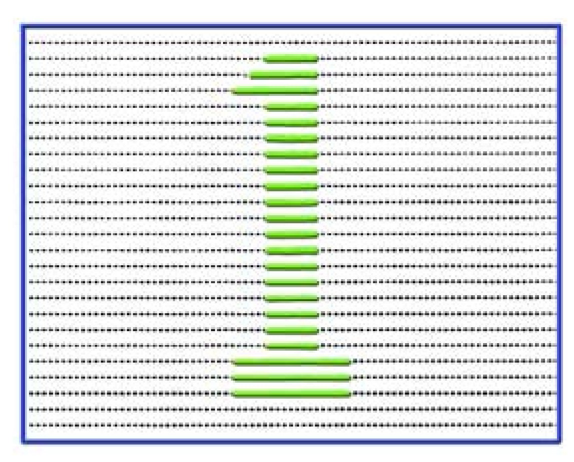


Figura 17

Los tubos monocromáticos poseen un par de imanes anulares montandos en la parte posterior del yugo. Su función consiste en centrar la imagen sobre la pantalla.

EL TUBO COLOR

En un tubo de color, los fósforos están distribuidos en bandas finas verticales; de colores rojo, verde y azul (cuando están excitados) esto se consigue con fósforos de diferente formulación, tales qe irradien energía electromagnéticas en las longitudes de onda deseadas.

En la figura 18, se puede observar una ampliación de la pantalla de un tubo de TV color.

Detrás de la pantalla de fósforo tricolor existe la llamada máscara de sombra. Se trata de una fina chapa de hierro, que posee un conjunto de ranuras oblongas, que coinciden con cada tríada de bandas.

Como se observa en la figura 19, existen tres cañones electrónicos ubicados uno al lado del otro, en disposición horizontal y por

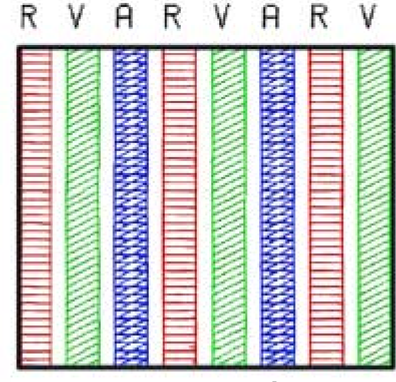


Figura 18

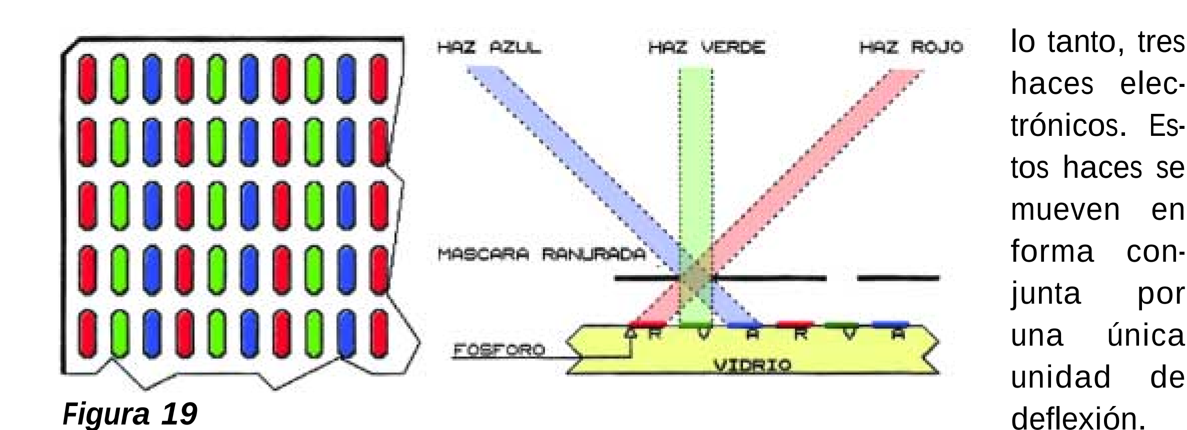


Figura 19

lo tanto, tres haces electrónicos. Estos haces se mueven en forma conjunta por una única unidad de deflexión.

Cada haz, forma una curva al deflexionarse dentro del yugo, pero a todos los efectos prácticos, podemos considerar que el cambio de dirección se produce en forma brusca y no en forma progresiva; tal como se observa en la figura 20.

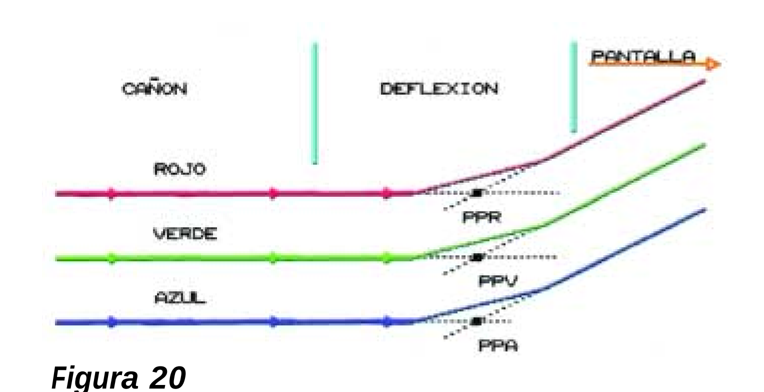


Figura 20

De modo que se pueden definir tres puntos, indicados como PPR punto de pivote del rojo, PPV punto de pivote del verde, PPA punto de pivote del azul. Por supuesto esos puntos son imaginarios, pero nos permiten entender que la construcción de ranuras y bandas de colores es tal, que si ponemos un ojo en PPR y miramos a la pantalla, la máscara de sombra sólo nos permitirá ver la bandas rojas; si lo ponemos en PPV, sólo veremos las verdes y si lo ponemos en PPA, sólo las azules.

Como es difícil conseguir tanta precisión mecánica, existe un conjunto de imanes en forma de anillos, que se sitúan sobre el cañón, entre la reja de control y el cátodo. Estos imanes permiten modificar el recorrido de los haces, tal como si estuviéramos moviendo los cañones, para compensar los errores de fabricación.

También es importante que los puntos de pivote, estén a la distancia justa con respecto a la pantalla. Esto se consigue moviendo el yugo en forma axial; es decir: hacia adelante y hacia atrás.

Si ahora aplicamos diferentes señales alternas a los tres cañones, podemos

formar todos los colores del espectro visible. Es obvio, que si sólo ponemos una tensión baja en el cátodo rojo y mantenemos los otros dos cañones con tensiones altas (cortados) excitamos sólo el fósforo rojo y generamos un punto rojo. De forma similar podemos generar un punto verde o uno azul. Si bajamos la tensión de cátodo de dos canales al mismo tiempo, producimos el color correspondiente a la síntesis aditiva de esos colores:

R + V = AMARILLO,

R + A = VIOLETA,

V + A = CIAN.

Si encendemos los tres cañones, el punto resultante será blanco.

Combinando una serie de puntos de color, se puede formar en la pantalla imágenes coloreadas de la forma deseada. Debemos tener en cuenta, que el ojo del usuario desde la distancia normal de observación, no permite distinguir los puntos que forman la imagen; es decir, que lo observa como algo continuo, cuando en realidad es una sucesión de puntos.

Llegado aquí, es muy útil que el lector se provea de una lupa y observe la pantalla de su TV color, es conveniente que lo realice cuando la emisora transmite el cuadro de prueba de bandas de colores, o con un generador de imágenes para TV, o con una videocasetera reproduciendo la parte inicial de una película.

FUNCIONES ADICIONALES DEL TUBO

Tanto en un tubo monocromático, como en uno cromático, el tubo realiza también la importante misión de actuar como capacitor de salida del generador de alta tensión.

Ya sabemos que el ánodo final del tubo, necesita 15kV en un tubo monocromático y 25kV en uno cromático. Realizar un capacitor de suficiente capacidad para filtrar los pulsos de alta tensión, no es sencillo; pero el vidrio de la campana del tubo es un excelente dieléctrico, por lo tanto, basta con metalizarlo en su interior y recubrirlo de pintura conductora de grafito (acuadag) en la cara externa, para lograr un eficiente capacitor de alta tensión. En la figura 21, se pue-

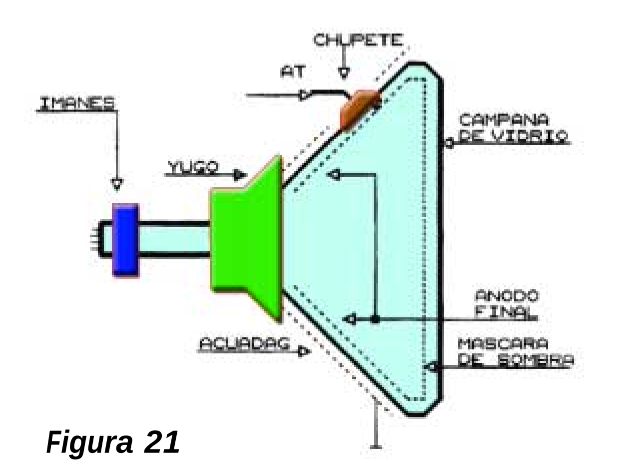
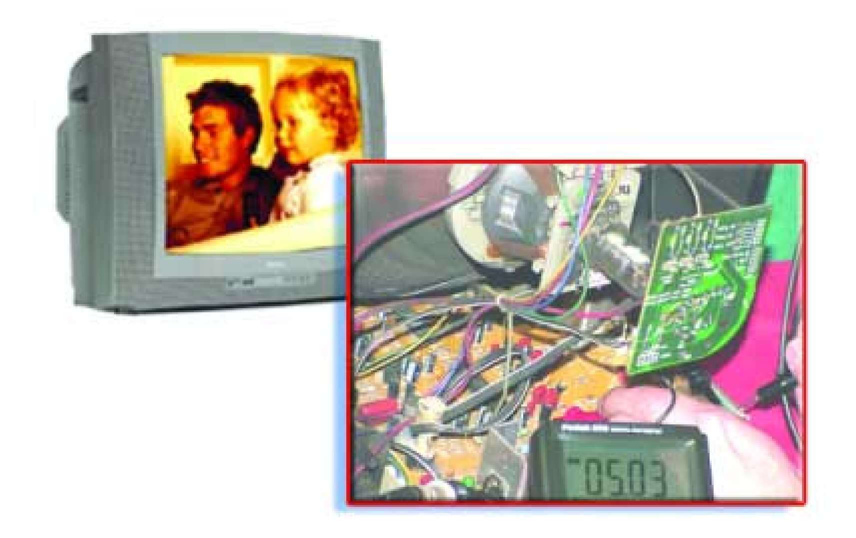


Figura 21

de observar la construcción de este capacitor, que se conecta con un conector de metal a un casquillo de goma, vulgarmente conocido como chupete.

La conexión de la placa de masa, se realiza por medio de un arnés de malla de cobre estañado, que toca el acuadag, tensado por un resorte. La construcción de la placa exterior con pintura conductora y la metalización interior, con una capa de espesor muy delgado, contribuyen a que el capacitor tenga una componente resistiva, que reduce la corriente pico de descarga (cuando ocurre un arco accidental llamado flashover). De este modo, se limita la irradiación de campos, durante el arco. Estos campos pueden causar daños a los componentes periféricos.

La máscara de sombra está construida con hierro, por lo tanto puede magnetizarse con campos externos. Esta magnetización, hace que los haces pierdan su ajuste preciso sobre la banda de fósforo que le corresponda. El resultado puede ser una mancha coloreada en alguna parte de la pantalla. Para evitar este defecto se monta sobre el tubo una bobina, llamada de desmagnetización que opera sólo en el momento que se enciende el TV. En ese momento, esta bobina se alimenta con la energía de 50Hz de la red. Posteriormente, la corriente se reduce progresivamente hasta anularse. Este campo decreciente, de tipo alterno, es suficiente para desmagnetizar la máscara de sombra.



La bobina desmagnetizadora se individualiza fácilmente, por encontrarse montada sobre el marco de la pantalla, o formando un ocho sobre la campana del tubo. Está construida con alambre de cobre y cubierta por un espagetti o cinta de plástico.

EL AMPLIFICADOR DE VIDEO

INTRODUCCION

En lo fundamental, un amplificador de video monocromático puede ser utilizado para amplificar uno de los tres colores, que es necesario reproducir en un TV color. Por lo tanto, el estudio de uno implica el estudio del otro, salvo por el hecho de su utilización en cantidad de tres.

Un amplificador de video, debe ser capaz de amplificar desde continua hasta 4,3MHz, para reproducir el video transmitido como modulación de un portadora de RF. Sin embargo, un moderno TV color que tenga entrada para Videocasetera SVHS (súper VHS) necesita amplificar por lo menos hasta 7MHz, ya que en este caso el video entra directamente, sin pasar por las etapas amplificadoras de frecuencia intermedia, ni por el sintonizador.

LIMITE INFERIOR DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA

La inexistencia de un límite inferior de respuesta en frecuencia, se debe a la necesidad imperiosa de enviar hasta el tubo la componente continua de la señal, que representa el brillo medio de la imagen. Sin embargo, en los TV monocromáticos puede prescindirse de esta característica, sin un grave deterioro de la imagen reproducida; de hecho la mayoría de los TV monocromáticos utilizan un acoplamiento capacitivo al cátodo del tubo, que lleva la frecuencia de corte mínima a alrededor de 50 Hz. En estos casos, el brillo de la imagen se debe modificar variando la tensión continua del cátodo del tubo, por intermedio de un potenciómetro. Vea la figura 22. El resistor existente entre el cátodo y el punto medio del potenciómetro. Realiza la función de limitación de corriente por el tubo, por el método de la autopolarización. En efecto, cuando el potenciómetro se ubica en su mínimo, la corriente por el tubo sólo queda limitada por el valor de tensión que

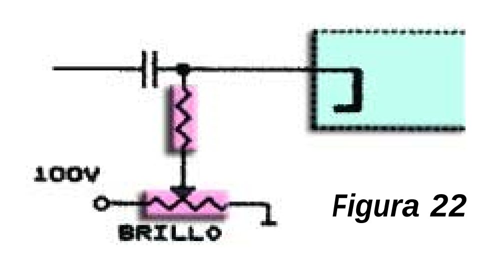


Figura 22

cae en el resistor de autopolarización, que hace que el cátodo quede a un potencial positivo con respecto masa (esto es equivalente a colocar un potencial negativo en la reja de control y, por lo tanto, el brillo de la imagen se reduce). Cuando se desea apagar el tubo, se lleva el potenciómetro a su valor máximo, con lo cual el tubo queda al corte. Si pretendiéramos utilizar acoplamiento a la alterna, en un TV cromático, se producirían graves errores de color. En efecto, en la parte 1, hicimos referencia a que todos los colores del espectro se obtenían combinando distintas proporciones de R (rojo), V (verde) y A (azul). De hecho, la emisora de TV color nos indica la proporción adecuada de cada color, para reproducir todas las partes de una imagen. Si nosotros suprimimos la componente continua de R, V y A, el tubo reproducirá con toda seguridad un color equivocado. Cuando el amplificador tiene acoplamiento a continua, el control de brillo se realiza en la etapa previa al amplificador de video.

LIMITE SUPERIOR DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA

Cuando más alta es la respuesta en frecuencia del amplificador, mayor es el detalle con que se reproducen las imágenes sobre el tubo. Por lo tanto, el límite superior está dado por el sistema de TV utilizado en cada país. En el nuestro, la máxima frecuencia que puede transmitir un canal de TV, es de 4,2MHz y salvo para el caso antes mencionado, de reproducción de una videocasetera SVHS, ése es límite de frecuencia superior, que debe aumentar el amplificador de video.

Para las altas frecuencias, el tubo se comporta como si fuera un capacitor de pequeño valor (capacidad cátodo reja y capacidad cátodo filamento, sumadas). A todos los efectos prácticos, este capacitor se representa como conectado entre el cátodo y masa; el amplificador de video, deberá estar diseñado para evitar que este capacitor atenúe las altas frecuencias.

CIRCUITO AMPLIFICADOR CON EMISOR COMUN

La ganancia que necesita tener un amplificador de video monocromático, es del orden de las 80 veces, en tanto que uno cromático es del orden de las 120

veces. La tensiones de salida de CA están en el orden de los 100 y 200V respectivamente. Estas características extremas hacen que en la práctica no puedan desarrollarse circuitos integrados que realicen la función de amplificador de video y, por lo tanto, aun en los TV más modernos los amplificadores de video se construyen con transistores de media potencia de diseño específico.

El amplificador de video clásico es, por lo tanto, un amplificador a transistor en disposición emisor común. Vea la figura 23.

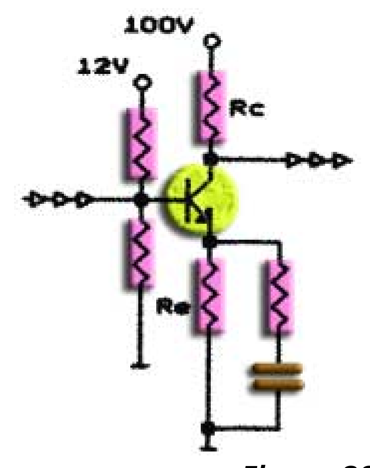


Figura 23

Este tipo de amplificador, fue estudiado con todo detalle en el curso de electrónica que Saber entregó a sus lectores, por lo tanto, sólo daremos algunas indicaciones menores con respecto a su funcionamiento.

La ganancia de tensión está dada por la relación existente entre la resistencia de colector Rc y la resistencia de emisor Re. En la figura 23, se puede observar que el resistor de emisor está puenteado con un circuito RC; de este modo, la red completa de emisor reduce su impedancia a medida que aumenta la frecuencia, lo que trae en consecuencia un aumento de la ganancia. En realidad, este aumento se compensa con otras pérdidas, de manera tal que la respuesta se extiende pero no aumenta.

LA COMPENSACION PARALELO

Además de la compensación de emisor, el circuito requiere otras compensaciones para extender aun más la respuesta. Primero vamos a estudiar el motivo por el cual se reduce la respuesta en alta frecuencia y luego indicaremos cómo se neutraliza el mismo.

En el circuito equivalente de un transistor existen dos capacitores importantes (ver figura 24).

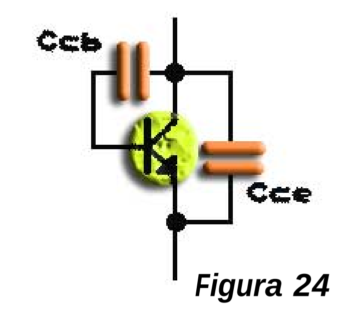


Figura 24

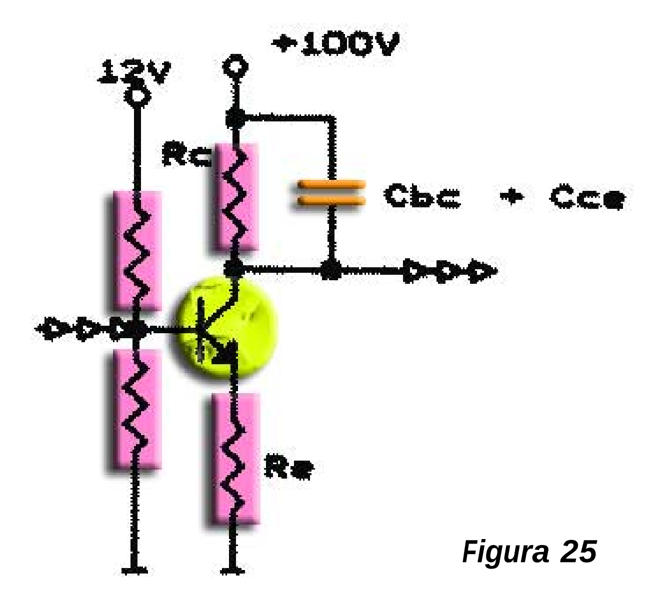


Figura 25

Uno es el de emisor a colector Cec y el otro es el de colector a base Cbc. Ya tanto la base como el emisor tienen un potencial de CA muy cercano a masa (alrededor de 1V) y el colector tiene potenciales de casi 100V, podemos simplificar el circuito suponiendo que ambos capacitores están conectados a masa. Como entre masa y fuente existe una baja impedancia a la CA, podemos suponer que estos capacitores están conectados a fuente, con lo cual el circuito queda tal como se lo muestra en la figura 25.

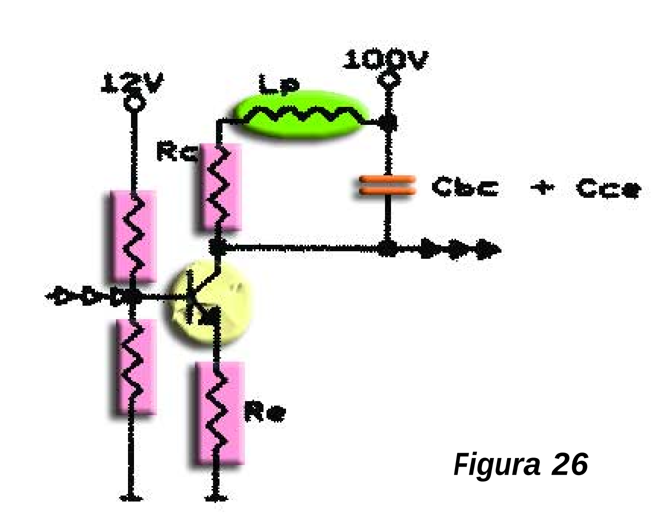


Figura 26

En un transistor de video, estas capacidades están reducidas a un mínimo, pero aun así afectan la respuesta en alta frecuencia. Sin embargo, estas capacidades pueden compensarse agregando un inductor en serie con el resistor Rc. Estos inductores, que se llaman picking coil (inductor de pique), aumentan la impedancia de colector a altas frecuencias, compensando el efecto de la suma de Cbc y Cce. Ver figura 26.

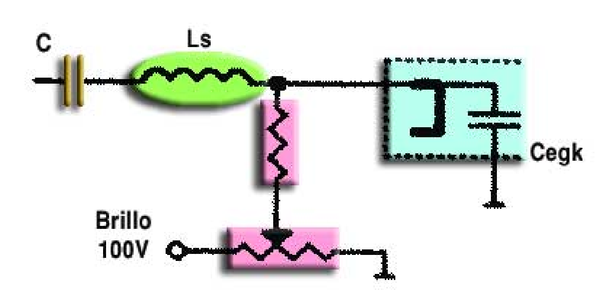


Figura 27

El otro componente, que reduce la respuesta en alta frecuencia, es el capacitor equivalente de entrada del tubo. Este capacitor puede compensarse con otro inductor, conectado entre el colector y el cátodo del tubo.

Este inductor, también llamado picking coil, se construye sobre un re-

sistor de bajo valor para obtener un componente que presente bajo "Q" (factor de mérito) y evitar los efectos de una resonancia exagerada. Ver figura 27.

EL CIRCUITO DE ENTRADA

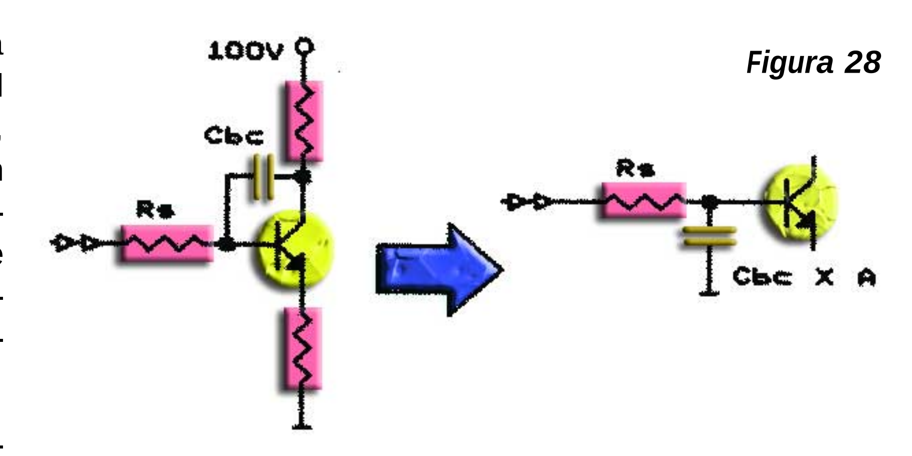


Figura 28

De nada vale compensar el circuito de salida, si la respuesta en frecuencia del circuito equivalente de base del transistor no es adecuada.

En principio, parecería que el único capacitor importante en este caso es el de base a emisor; pero no es así, ya que el emisor tiene prácticamente la misma tensión de señal que la base. En cambio, el capacitor Cbc, a pesar de tener un valor mucho menor, afecta la respuesta en una mayor magnitud, ya que sobre él se presenta la señal de base sobre un electrodo y la de colector sobre el otro. Como la ganancia "A" es del orden de las cien veces, el capacitor Cbc se magnifica prácticamente en la misma cantidad. Ver figura 28.

Desde el punto de vista de la realimentación, se puede observar que el capacitor Cbc, produce una realimentación de colector a base y, como ambos electrodos están en contrafase, la realimentación que se produce es negativa y reduce la ganancia. Esta reducción de ganancia es selectiva, ya que se produce a través de un capacitor, es decir, que el circuito tiene mayor realimentación negativa a altas frecuencias y, por lo tanto, menor ganancia.

Este capacitor equivalente afecta la respuesta en frecuencia cuando se considera la impedancia de salida de la etapa excitadora de video. En efecto, en la figura 28, se puede notar que se forma una red RC que afecta la respuesta (vea el circuito de la derecha).

EL CIRCUITO CASCODE

En los modernos TV color, se utiliza un circuito llamado cascode (dos transistores en cascada) que evitan el problema de la pérdida de respuesta. El circuito cascode utiliza dos transistores con diferente disposición (ver figura 29).

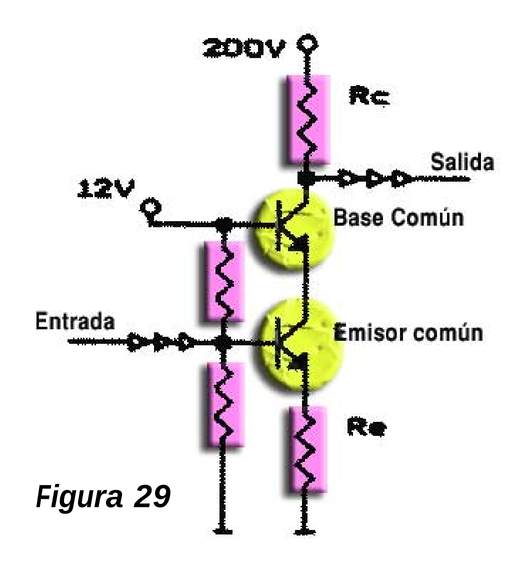


Figura 29

El transistor superior tiene disposición base común y el inferior, emisor común.

En la disposición base común, la base tiene potencial de masa para la CA. De este modo, la base opera como separación entre los circuitos de entrada/salida y no se produce el efecto multiplicador de la capacidad Cbc, ya que la realimentación de señal de colector se produce sobre un electrodo conectado a masa. Por supuesto, siempre queda el capacitor Cce pero en este caso la realimentación es mucho menor, porque Cce es, por lo general, un orden de magnitud menor que Cbc. Ademas la realimentación es positiva porque las señales de colector y emisor están en fase.

El transistor inferior tiene disposición emisor común y, por lo tanto, está sujeto a la realimentación negativa de base a colector, pero como la ganancia de este transistor es pequeña, debido a que su resistencia de colector es muy baja, el efecto multiplicador de capacidad es despreciable. (Nota: la resistencia de carga del transistor inferior es la resistencia de entrada por emisor del superior, que es muy baja).

EL AJUSTE DE GANANCIA Y CORTE DE HAZ

Cuando se utilizan tres etapas de video en un TV color, es necesario ajustar la ganancia de las mismas para que la pantalla presente una gama de grises adecuada (no coloreada). En realidad, los ajustes deben ser dos por cada etapa,

ya que no se puede garantizar que los tres cañones tengan la misma tensión de corte de haz (valor de tensión de cátodo para el cual se corta la corriente de haz).

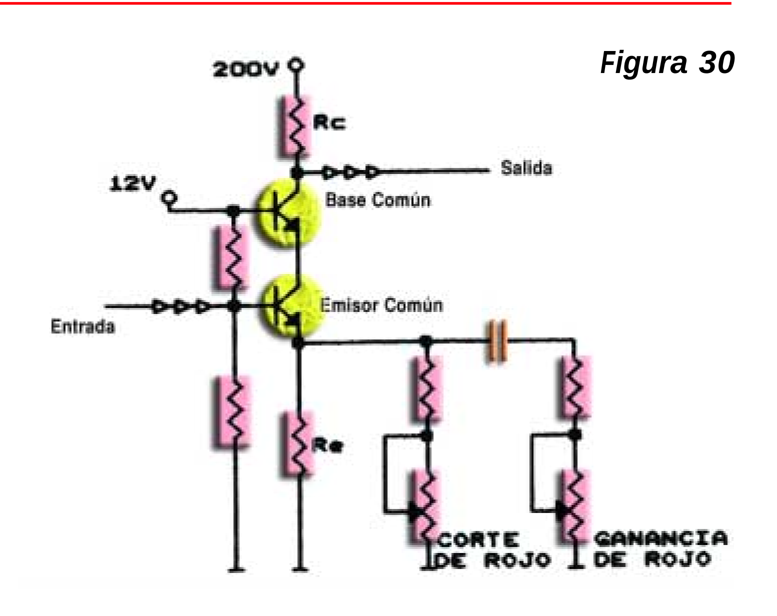


Figura 30

Las dos componentes variables de los cañones, se compensan de diferente manera. La ganancia o pendiente I/E de cada cañón se compensa variando la resistencia de emisor a la CA y la tensión de corte de cada cañón, se ajusta modificando la resistencia de emisor a la CC, con lo cual varía la tensión de polarización de colector. Ver figura 30.

El ajuste de los amplificadores de video, se realiza con una imagen en blanco y negro. Los TVs color, suelen tener una llave llamada "llave de servicio" que tiene dos posiciones; ajuste y normal. Cuando la llave está en posición ajuste, se provoca el corte del video y de la deflexión vertical; en la pantalla aparece por lo tanto una fina raya horizontal, que debe tener muy poco brillo y tonalidad blanca o gris.

Si esta raya tiene brillo excesivo, se debe reducir el brillo con el control llamado screen y que se encuentra en el flyback al lado del control de foco. Luego se deben ajustar los controles de corte de haz, para que la línea se reproduzca con color gris oscuro.

A continuación se debe colocar la llave de servicio en normal y sintonizar en lo posible un cuadro de prueba de barras de color, reducir el control de color al mínimo (imagen en blanco y negro) y llevar los controles de brillo y contraste para una reproducción normal de la escala de grises. Si se observa que las partes mas claras de la imagen tienen alguna tonalidad de color, se debe ajustar el preset de ganancia del respectivo color. En general, existen sólo dos preset de ganancia; rojo y azul, ya que la ganancia de verde es fija y se toma como referencia. Cuando todas las barras son grises, se da por finalizado el ajuste. Si ahora se ajusta el control de color a una posición normal, se puede verificar que las barras de color aparecen con la tonalidad adecuada.

LA PROTECCION CONTRA FLASHOVER

Es común que en el tubo se produzcan arcos interelectródicos en forma esporádica. Lo importante es que, cuando éstos se produzcan no se propaguen por el circuito del TV; deben quedar confinados al mismo tubo, para que no produzcan daños a los componentes periféricos.

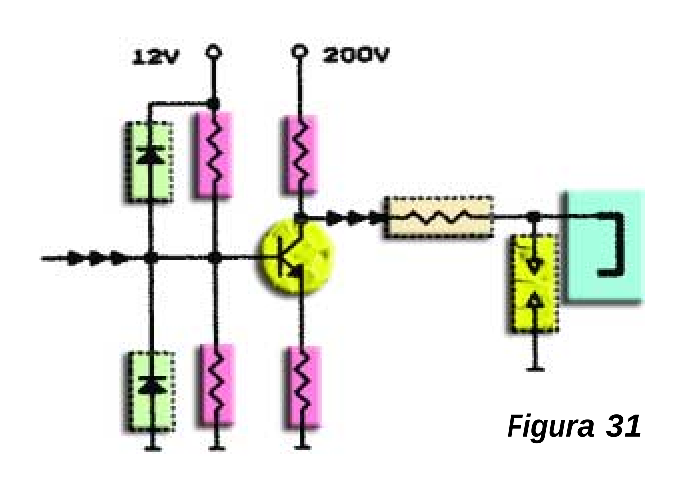


Figura 31

Las protecciones primarias son chisperos, que se ubican en el interior del zócalo del tubo y que limitan la tensión de los arcos al valor de la tensión de descarga del chispero (del orden de los 500V).

De cualquier modo, los cátodos no pueden conectarse directamente a los colectores, sino a través de resistores de un tipo especial para alta tensión (metal glazed) de un valor tal que no afecten el funcionamiento normal, pero que limiten la corriente por los colectores a un valor adecuado.

Aun con resistores de colector, los arcos se pueden propagar por la juntura colector base hasta el circuito excitador. Para que estos arcos queden limitados a un valor de tensión adecuado, se suele agregar en la entrada de los amplificadores de video un par de diodos (ver figura 31) que con las tensiones de trabajo quedan polarizados en inversa. Cuando se producen arcos, éstos quedan limitados por los dos diodos, a un valor comprendido entre fuente y masa que, por supuesto, no involucra posibilidad de daños al circuito excitador.

LA SEÑAL "Y" Y LAS SEÑALES DIFERENCIA DE COLOR

Cuando estudiamos el tubo, dijimos que la imagen total que se forma sobre la pantalla, es una superposición de tres imágenes, de colores rojo "R", verde "V" y azul "A". Cada punto de la imagen tiene un contenido de estos tres com-

ponentes que describen el color (cambiando las proporciones de R, V y A). El brillo de ese punto se modifica cambiando las tres componentes en forma proporcional. Parecería totalmente lógico que la emisora color transmita de alguna manera las señales R, V y A; sin embargo, no es así. Ocurre que una transmisión de color debe cumplir con un requisito muy particular: debe ser compatible con el sistema de blanco y negro vigente hasta el arranque de las transmisiones color. Sintéticamente: todo aquel que tiene un TV monocromático debe poder observar las señales de color (por supuesto en blanco y negro) sin una degradación importante de la imagen.

Una eventual solución podría ser transmitir la señal V (el verde es color más común de la naturaleza) dentro de la banda normal de video de 4,3 MHz y las otras componentes (R y A) fuera de la misma, para que no las reciban los TV de blanco y negro. Esto también significa incompatibilidad, porque los canales de TV color deberían estar más espaciados que los monocromáticos y entonces los receptores no podrían sintonizarlos.

La solución adoptada es, por supuesto, otra. La emisora transmite una señal llamada Y (luminancia) que no es otra cosa que la suma de los tres colores primarios, en la proporción que el ojo promedio requiere para tener sensación de blanco. La señal de luminancia es, por lo tanto, la suma de una proporción de los colores primarios, que se expresa por la siguiente ecuación:

$$Y = 0,30\,R + 0,59\,V + 0,11\,A$$

Que se lee: la señal de luminancia está compuesta por un 30% de rojo, un 59% de verde y un 11% de azul. Para comprender aun más esta ecuación fundamental de la colorimetría, podemos decir que en la emisora de TV color, cada color se obtiene con tres tubos de cámara, que delante de su óptica tienen colocados tres filtros coloreados, de rojo, de verde y de azul. Estos filtros son atravesados por los colores correspondientes y filtran (rechazan) los otros dos colores. Las sa-

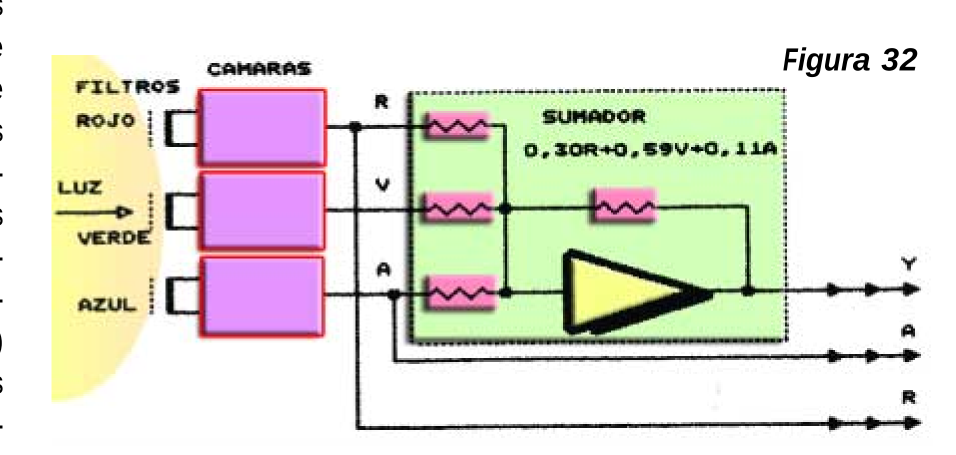


Figura 32

lidas de estos tubos de toma se atenúan primero y luego se combinan de manera tal, que se obtienen las proporciones indicadas anteriormente. Vea la figura 32. El contenido de cada color de un punto de la imagen se transmite dentro de la banda normal de video, con un sistema de modulación tal, que debe molestar lo menos posible a un receptor monocromático. Cuando estudiemos los demoduladores de color se darán más precisiones al respecto, pero por ahora se puede decir que se utiliza una subportadora de color en la parte alta del espectro de video (3,58MHz).

De cualquier manera, la compatibilidad conseguida de este modo no es perfecta. Las zonas de la imagen que presentan colores fuertes (muy saturados) provocan un entramado característico en los receptores de blanco y negro. El sistema de transmisión debe procurar, por todos los medios, que las zonas de imagen con este entramado sean poco perceptibles.

Si transmitimos directamente la señales de color R, V y A (luego veremos que sólo es necesario transmitir dos de ellas: R y A) estamos transmitiendo información de color sobre la correspondiente subportadora; inclusive, cuando transmitimos una imagen de blanco y negro (por ejemplo una fotografía), ya que en este caso deberíamos transmitir 0,30 de R y 0,11 de A de cada punto de la foto. Este problema se minimiza si, en lugar de transmitir directamente las señales R y A, se transmiten otras señales llamadas diferencia de color, que se definen como R-Y y A-Y. Es decir: se transmiten las señales de color a las que se les suma la luminancia con el signo cambiado.

Este proceso se llama matrizado de color y se realiza en el transmisor por medio de sumadores resistivos y amplificadores inversores, según se observa en la figura 33.

Para entender cómo se anulan las diferencias de color al transmitir información en blanco y negro, hay que realizar un poco de matemáticas. Trabajemos con la señal de diferencia al rojo R-Y, reemplazando el valor de Y por la ecuación fundamental de la colorimetría:

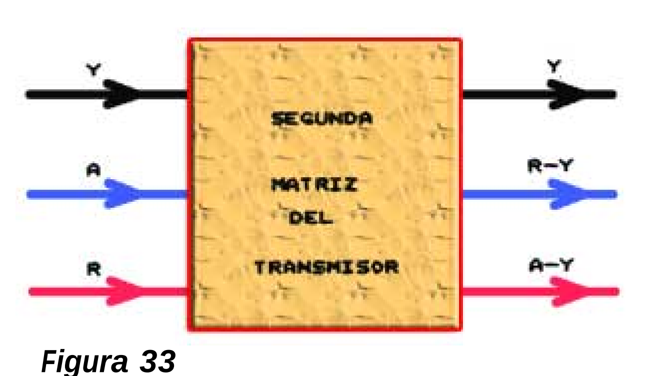


Figura 33

R-Y = R - (0,30 R + 0,59 V + 0,11 A)

Para un color blanco, las tres cámaras de toma tienen salida máxima

es decir R = V = A. Reemplazando los valores en la fórmula anterior, se obtiene:

R-Y = R - (0,30 R + 0,59 R + 0,11 R)

R-Y = R - (R) = 0

Es decir que el contenido del paréntesis es uno, ya que este es el valor de los coeficientes sumados. Si el mismo calculo se realiza para un gris medio, los coeficientes interiores al paréntesis se reducen en la misma proporción que el coeficiente de R externo al mismo y la diferencia de color vuelve a ser cero. Lo mismo ocurre para la diferencia A-Y.

En conclusión, a los amplificador de video les pueden llegar señales de diferencia de color en lugar de señales de color. Todo depende del decodificador de color utilizado. Algunos realizan una matrización interna completa y entregan directamente las señales de color; otros entregan señales de diferencia de color y entonces los amplificadores de video deben realizar el trabajo de matrizado.

LOS AMPLIFICADORES DE VIDEO COMO MATRIZ

Cuando el decodificador de color, entrega señales diferencia de color al conjunto de amplificadores de video, le llegan 4 señales R-Y, V-Y, A-Y y -Y. Para realizar el matrizado, lo acostumbrado es enviar las diferencias de color a las bases de los amplificadores y la luminancia negada (-Y) a los tres emisores al mismo tiempo.

El transistor amplificador de rojo, por ejemplo, recibe R-Y en la base y -Y en el emisor. Si la

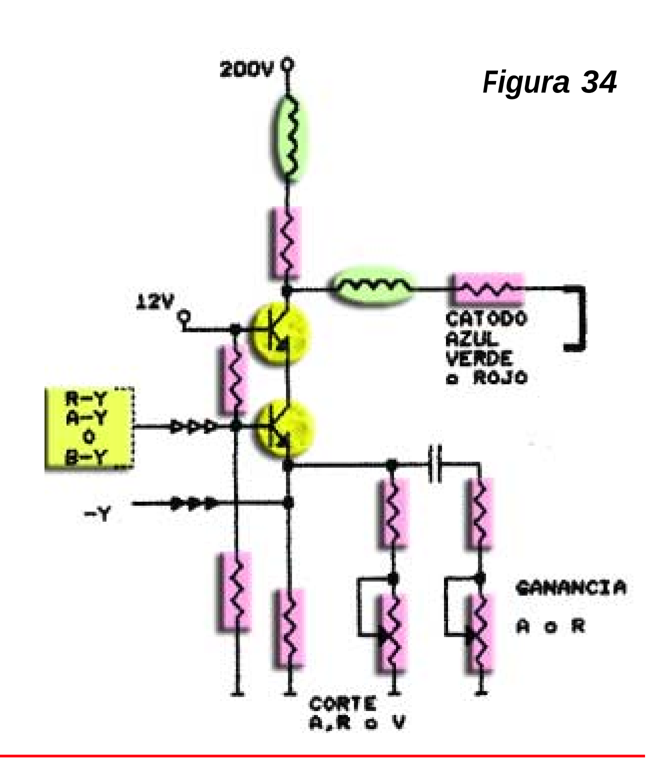


Figura 34

base y el emisor se mueven en el mismo sentido y con la misma magnitud, no producen corriente de colector, es decir que la corriente de colector sólo tiene componentes de R, que es lo que se estaba buscando.

Con todo lo visto hasta aquí, podemos mostrar el circuito completo de un amplificador de video matrizador, con circuito cascode, diodos de protección, picking coils y ajustes. Ver figura 34.

DIAGNOSTICO DE FALLAS EN EL AMPLIFICADOR DE VIDEO

Cuando en la pantalla se nota que los colores son incorrectos, se puede realizar un diagnóstico sencillo observando la misma con una lupa. Al mirar con una lupa, se pueden observar los segmentos de fósforo de cada color; si los segmentos de un color nunca se iluminan, se puede asegurar que ese color está cortado. El siguiente paso consiste en determinar si la falla es en tubo o en los amplificadores de video. La prueba se realiza conectando un resistor de 10K 2W, entre el colector y masa de los amplificadores de video. Si el color faltante aparece en la pantalla como un fondo uniforme de color, se puede descartar al tubo como causante de la falla y se deben medir las tensiones continuas del transistor de video, correspondiente al color faltante (guiarse por las tensiones de los otros que funciona correctamente). Un análisis de los valores obtenidos, puede guiar la reparación al cambio del/los transistores de video o indicar que la falla se encuentra en otra etapa del TV. Cuando un transistor de salida de video se daña y queda en cortocircuito, el color correspondiente invade la pantalla iluminándola fuertemente con ese color. En este caso, el diagnóstico es evidente, sólo requiere una verificación del transistor con un téster y su cambio si está dañado. Si no lo está, se comprobarán los resistores periféricos al mismo y si sus valores son correctos, la falla se encuentra en la etapa



LA SEÑAL COMPUESTA DE VIDEO

INTRODUCCION

Las señales de salida de un procesador de LUMA/CROMA, son las ya conocidas señales de diferencia de color (R-Y, A-Y y V-Y) y la señal de luminancia (Y) que excitarán a los amplificadores de video de R, V y A.

La señal de entrada se llama señal de video compuesta y procede de la etapa de FI. En esta primera parte del procesado de LUMA/CROMA, estudiaremos con todo detalle las características de esta señal, dada la fundamental importancia que tiene en la comprensión del tema.

Por otro lado, a partir de esta señal se obtienen componentes que se dirigen a prácticamente todas las secciones del TV.

Tal como sale de la etapa de FI, esta señal incluye las informaciones de:

A: LUMINANCIA (brillo de cada punto de la imagen),

B: CROMINANCIA (matiz y saturación de color de cada punto),

C: SINCRONISMO DE COLOR (parte de la señal que sincroniza el generador de color interno, con el de la emisora),

D: BORRADOS (parte de la señal que corta el haz del tubo, durante los tiempos de retrazado horizontal y vertical),

E: SINCRONISMO (señales que sincronizan las etapas de deflexión horizontal y vertical, con el haz del tubo de cámara del transmisor),

F: SONIDO (en una transmisión estereofónica, esta señal es, a su vez, una señal compuesta, ya que lleva información de canal derecho, izquierdo, segundo programa de audio y telemetría).

Todas estas informaciones se transmiten juntas mediante diferentes procesos de multiplexado (multiplexado: técnica que permite enviar más de una información, por una única vía de transmisión, cable, portadora de RF, fibra óptica, etc). Luego, estas informaciones son separadas y enviadas a las correspondientes etapas del TV, sin que las señales que viajaron por la misma vía desde el transmisor, se interfieran entre sí.

DIFERENTES TIPOS DE MULTIPLEXADO

En realidad, el proceso de multiplexado sufre una primera gran clasificación como: secuencial y no secuencial. En el primero, se envían muestras de las diferentes señales, una después de la otra en rápida sucesión. El receptor se encargará luego de separar y memorizar cada muestra, para luego proceder a la reconstrucción de las señales originales. En este curso, no será tratado este sistema, dado que sólo se emplea en la TV de alta definición (todavía en estudio) y en la norma francesa de TV color SECAM, que prácticamente no tiene aplicación en nuestro país.

El sistema de multiplexado más empleado en la electrónica es el multiplexado en frecuencia. Damos por sentado que el lector conoce la técnica de la transmisión de radio de AM. En la bobina de antena del receptor, están presentes los campos electromagnéticos pertenecientes a todas las emisoras del espectro. Cuando dicha bobina se sintoniza con el capacitor variable, se selecciona una de las emisoras y se rechaza en menor o mayor grado las demás (luego el canal de FI se encargará de rechazar definitivamente las emisoras de frecuencias más cercanas). Otro ejemplo, es el sistema de video cable. Por el mismo cable se envía la información correspondiente a unos 60 canales de TV, cada uno sobre su propia frecuencia portadora. El receptor de TV se encarga de seleccionar, con su sintonizador y su amplificador de FI, el canal deseado rechazando los otros. Cada canal, a su vez, tiene tres portadoras que llevan las informaciones de LUMINANCIA (información de blanco y negro de la imagen), CROMINANCIA (que colorea la información de blanco y negro) y de SONIDO. A la portadora de LUMINANCIA, se la denomina portadora principal, en tanto que a las otras se las denomina subportadora de COLOR y subportadora de SONIDO. Vea la figura 35.

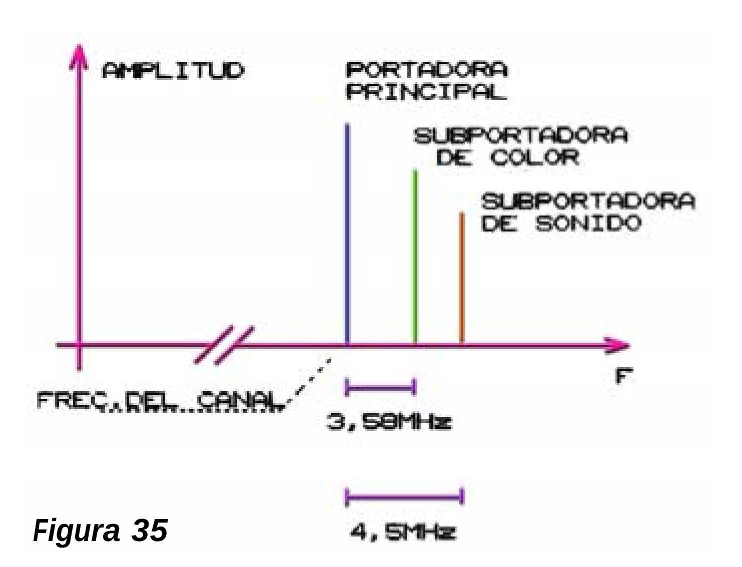


Figura 35

Las informaciones de sincronismo, borrado horizontal y borrado vertical, se transmiten multiplexadas en amplitud sobre la portadora principal, es decir que forman parte de la señal de lumi-

nancia, correspondiendo a los valores máximos de modulación de amplitud de la portadora, que a su vez, para la norma N (vigente en Argentina), representan las zonas más oscuras de la imagen. En la figura 36, se puede observar la portadora principal modulada por la señal de LUMINANCIA, que incluye las señales de borrado y sincronismo. En la misma figura se puede observar la correspondiente señal de modulación que obviamente es recuperada en el detector del amplificador de video.

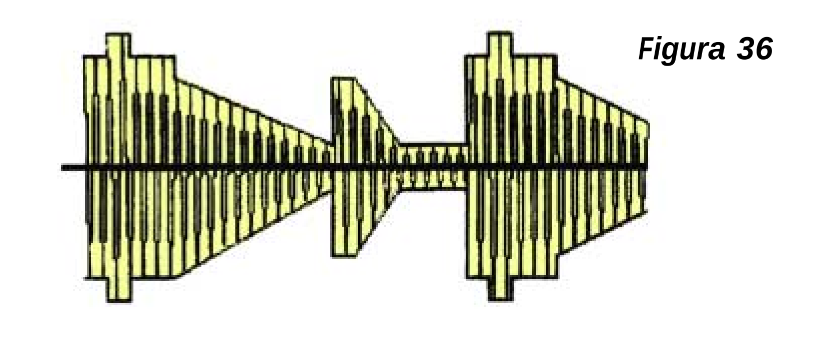
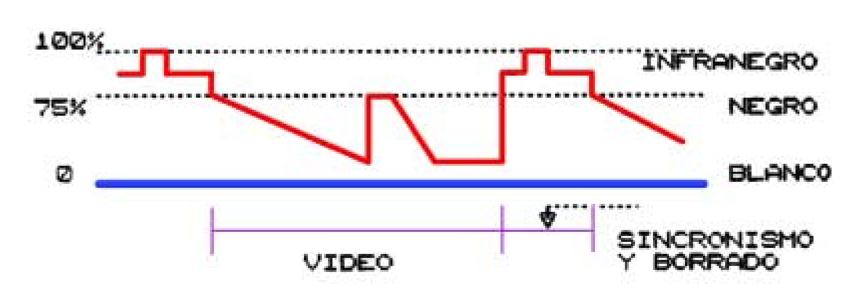


Figura 36



La señal de borrado no necesita ser separada de la señal de luminancia; simplemente se aplica junto con dicha señal a los amplificadores de video, cuya polarización es tal que el nivel de borrado es suficiente para cortar los haces. La señal de sincronismo se separa de la señal de video por un simple recortador de amplitud, que trabaja a un nivel de recorte del 90% de la amplitud máxima. En la figura 37 se puede observar la señal de sincronismo compuesto, separada de la señal de video compuesto y lista para ser enviada a las etapas de deflexión horizontal y vertical. La figura 38 muestra también la señal de sincronismo compuesto, pero esta vez con una escala de tiempos que permite observar tanto el sincronismo vertical como el horizontal.

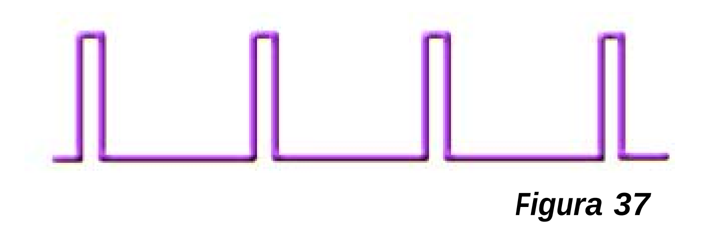


Figura 37

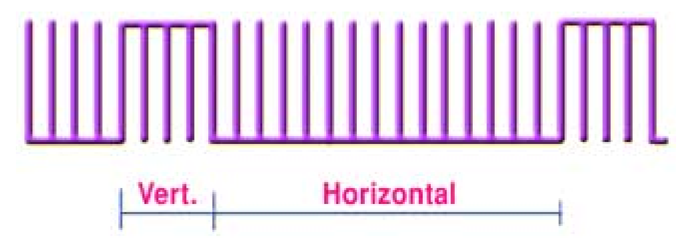


Figura 38

DIFERENTES TIPOS DE MODULACION USADAS EN TV COLOR

En la transmisión de TV color, se utilizan diferentes tipo de modulaciones, de las tres señales portadoras multiplexadas. La utilización de estas tres modulaciones diferentes permite obtener una mejor separación de las señales en el receptor.

Como ya dijéramos en el punto anterior, la señal de LUMINANCIA (desde ahora LUMA) se transmite como una modulación de amplitud de la portadora principal.

La subportadora de sonido se transmite como una modulación de frecuencia (en las transmisiones estereofónicas, la señal de modulación, es a su vez, una señal que contiene diferentes subportadoras, pero en este curso sólo estudiaremos el caso de transmisiones monofónicas, quedando el estudio de las emisiones estereofónicas para el curso superior de TV).

La transmisión del color requiere un análisis particular. En principio, para transmitir una imagen en blanco y negro, sólo necesitamos transmitir un parámetro, que en este caso es el brillo de cada punto de la imagen o señal de LUMA. Para transmitir el sonido monofónico, también necesitamos transmitir un solo parámetro, que es la amplitud instantánea del sonido. Pero para transmitir una imagen en colores, necesitamos dos parámetros más, aparte de la LUMA. Esta aseveración es fácil de entender, sin entrar en el complejo campo de la colorimetría, sólo basta analizar la sensación de color que producen diferentes objetos de la naturaleza.

Si observamos un bosque, vemos que el color predominante del follaje de los árboles es el verde. Ninguna persona se puede confundir diciendo que las hojas de un árbol son de color rojo o azul. Pero con toda seguridad, se podrá observar que existen árboles con un verde intenso y otros con un verde muy suave, pero siempre de color decididamente verde. El parámetro que caracteriza a cada color y lo diferencia de otro (verde, rojo, azul, violeta) se llama MATIZ y el parámetro que nos indica si un color es intenso o suave se llama SATURACION. La misma palabra saturación, nos lleva a interpretar que un color saturado es intenso y que un color suave tiene un bajo valor de saturación, es decir que está diluido o mezclado con color blanco.

Otro ejemplo puede ser la observación de las flores. Por ejemplo, todas las rosas tiene el mismo matiz (rojo) pero algunas tienen un rojo intenso y otras son de color prácticamente blanco, pasando por todos los colores rosados intermedios. Simplemente todas las rosas tienen el mismo matiz rojo y la diferencia esta en la saturación. El color rosado es sólo un rojo diluido con blanco. La saturación de un color no debe confundirse con el brillo; en nuestro ejemplo, una determinada rosa puede observarse de día o de noche, en este caso, cambia la luminancia, pero los valores de matiz y saturación permanecen constantes.

Ya sabemos que necesitamos transmitir dos parámetros para reproducir los colores con fidelidad (la LUMA se transmite por separado). Pero existe una sola subportadora de color; por lo tanto, los dos parámetros deben transmitirse sobre la misma subportadora pero modulándola de diferente manera, para que en el receptor puedan recuperarse sin interferencia de uno sobre el otro. En efecto, la subportadora de color se modula en amplitud con el parámetro SATURACION y en fase con el parámetro MATIZ.

EL DETECTOR DE FASE Y AMPLITUD DE LA SUBPORTADORA DE COLOR

Detectar la amplitud es sencillo, sólo basta, en principio, con un diodo detector y un capacitor; pero para detectar la fase de la subportadora de color, es necesario transmitir una señal de referencia de fase, para poder comparar la fase de la subportadora de color con la fase de referencia en todo momento. Para ello el transmisor provee un pulso de referencia de fase, llamado BURST, que no es ni más ni menos que una salva de unos diez ciclos, de la señal de subportadora color, con la fase de referencia. Esta salva se transmite luego del pulso de sincronismo horizontal, sobre el pedestal posterior, en el nivel de infranegro

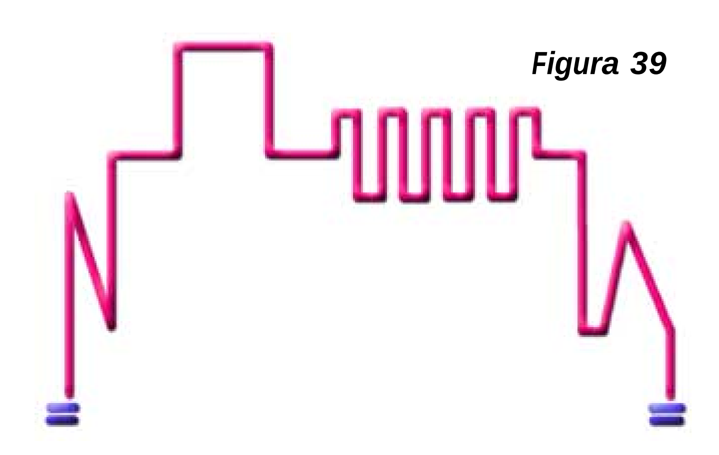


Figura 39

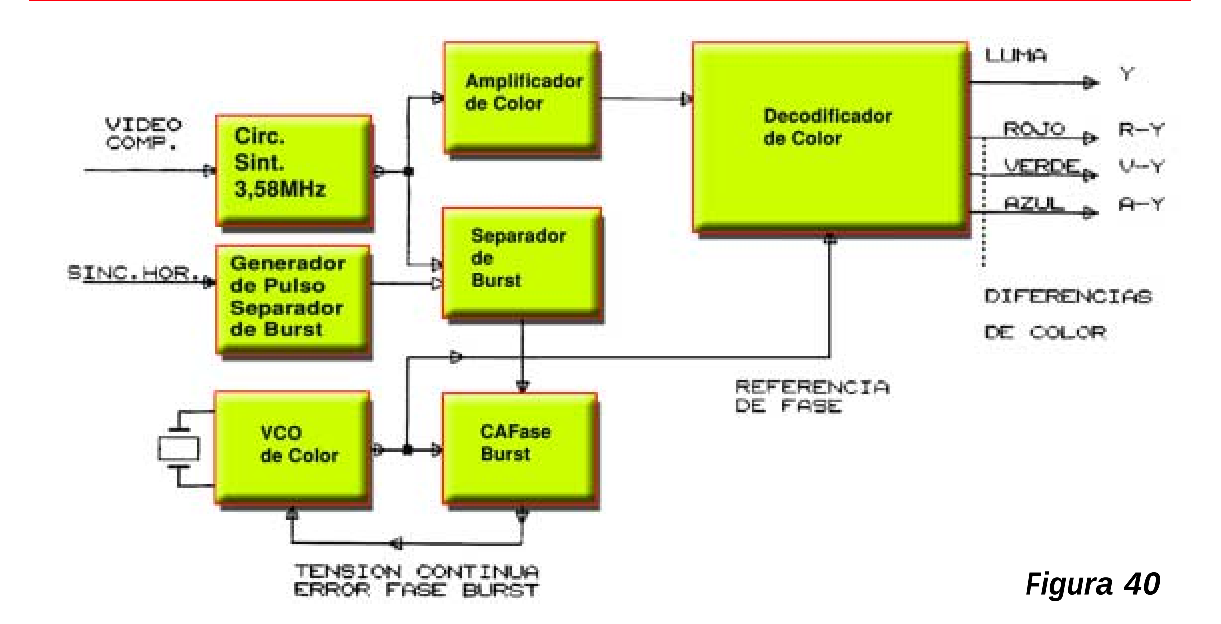


Figura 40

de la señal de luminancia y, por lo tanto, no genera ningún color en la pantalla (además, durante la salva se está produciendo el retrazado horizontal). Vea la figura 39.

El burst dura un corto tiempo, pero para detectar la fase de la subportadora de color, es necesario tener una señal de referencia durante todo el tiempo de barrido horizontal. Por lo tanto, no basta con separar el burst, el circuito es más complejo; requiere un oscilador a la frecuencia de la subportadora de color, que se pone en fase con el burst mediante un CAFase (control automático de fase). Podemos decir que este oscilador a cristal, opera como una memoria de la fase de referencia, que sólo se transmite cuando aparece el burst y opera todo el tiempo, para que el decodificador de CROMA del receptor pueda determinar sin errores, cuál es el matiz del color transmitido.

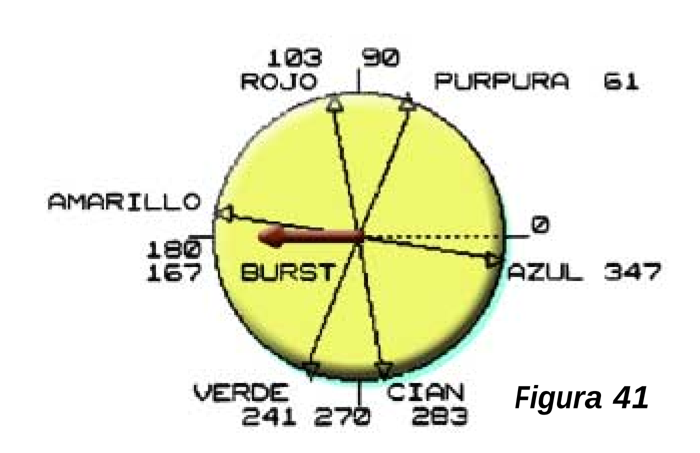


Figura 41

Vea la figura 40. Si cada color se individualiza por una fase y una amplitud, es lógico comprender que se puede generar un diagrama, en donde se puedan representar los diferentes colores de la naturaleza. Este diagrama, llamado cromático, se puede observar en la figura 41 y nos indica la posición

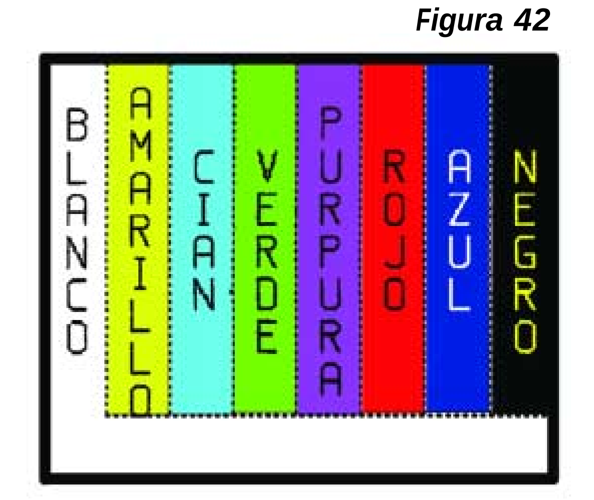
de los colores más representativos para la norma NTSC, como así también la fase con que se transmite el burst.

El lector puede preguntarse por qué razón el burst no se transmite a 0°, lo cual parece totalmente lógico para simplificar el diseño del circuito del receptor. La respuesta es que por razones comprensibles, el ser humano tiene una enorme sensibilidad para percibir errores de matiz en la zona del color de la piel. En efecto, toda persona sabe que si una piel luce levemente verdosa, es porque el sistema de TV color cometió un error, en cambio si un árbol luce verde amarillento lo considera como normal. La zona del diagrama cromático, en donde se ubica la fase del burst, corresponde a los colores cercanos al color de la piel (rojo anaranjado) y por lo tanto, enviar la referencia en esa zona reduce las distorsiones de matiz, tanto de transmisión como de recepción. Por otro lado, un simple transistor utilizado como amplificador inversor, permite llevar la fase de nuestro oscilador de referencia a 0°, que es el lugar que nos parecía lógico, para simplificar el detector de color.

LA SEÑAL DE VIDEO EN ESCALERA CON CROMA INCLUIDA

Si el lector enciende su TV color en el momento del comienzo de las transmisiones, podrá observar que los canales emiten una señal de prueba con forma de barra de colores tal como se observa en la figura 42. Esta imagen de prueba es sumamente didáctica, a la hora de fijar nuestros conocimientos sobre la transmisión de una emisora de TV color (por ahora en norma NTSC).

Figura 42



Si reducimos al mínimo el color de nuestro receptor, podremos observar que las barras de colores se transforman en diferentes tonos de gris. En este caso, lo que el lector hizo fue anular el funcionamiento del decodificador de color (llevo la CROMA a cero) sólo quedó trabajando la sección de LUMA del TV color, que es independiente de la sección de CROMA. Es decir que el procesador de

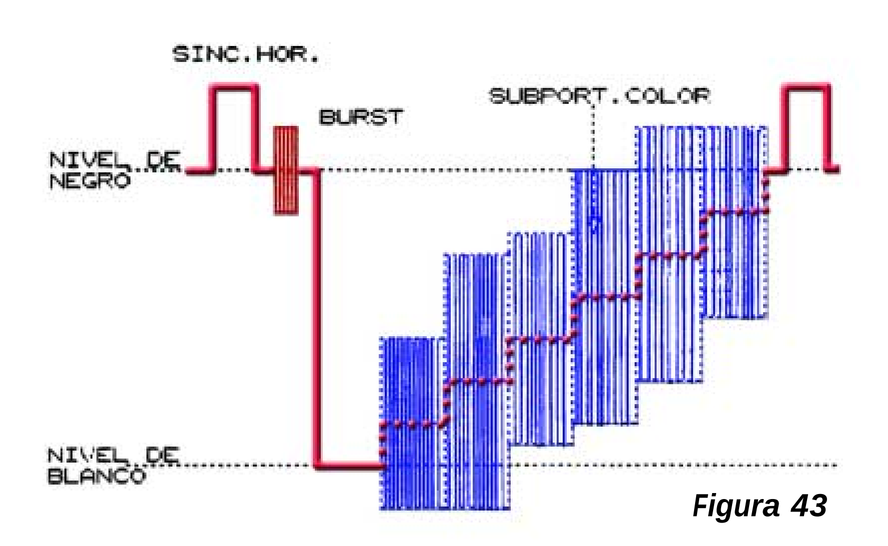


Figura 43

LUMA/CROMA es, en realidad, un procesador de LUMA y un procesador de CROMA por separado. Ambas señales se separan con circuitos resonantes, a partir de la señal que entrega la etapa de FI del receptor. Un osciloscopio, conectado sobre la salida de FI del receptor y con su base de tiempos a frecuencia horizontal, permite visualizar una forma de onda como la de la figura 43.

Sobre cada escalón de luminancia, se observa la señal de crominancia correspondiente. Si ampliáramos con el osciloscopio la señal de cada escalón, observaríamos que en todos los casos es una señal de frecuencia igual a la diferencia de frecuencias entre la portadora principal y la subportadora de color (3,58 MHz aproximadamente en NTSC). La diferencia más notable entre las señales de cada escalón es la amplitud que, como sabemos, es un índice de la saturación del color de cada barra. Pero ¿cómo sabe el TV color que la primera banda es amarilla y la última es azul? Lo sabe a través de la fase relativa entre el burst y la señal de 3,58MHz, existente en cada escalón; la barra amarilla tiene casi la misma fase que el burst, en cambio la barra azul tiene casi un desfasaje de 180°. El decodificador de croma, analiza esta diferencia y enciende los fósforos correspondientes del tubo, mediante la señales diferencia de color adecuadas (cañón rojo y verde para el amarillo y azul para la barra azul).

DIAGRAMA EN BLOQUES DE UN TRANSMISOR DE TV COLOR NTSC

Por lo visto hasta aquí, nos queda la impresión que la modulación del color en el transmisor es sumamente compleja, ya que requeriría un procesamiento

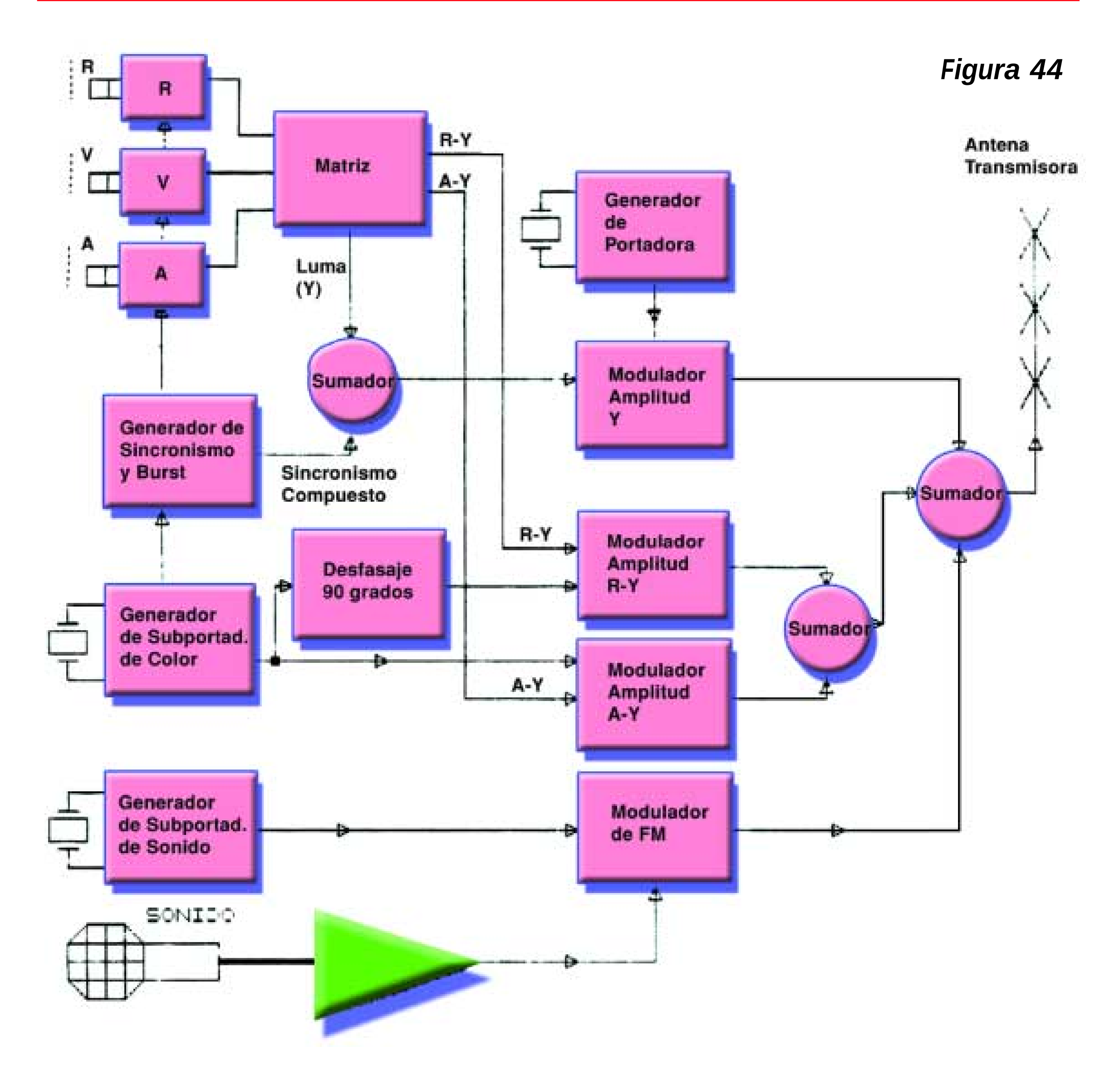


Figura 44

de las señales R, V y A, para obtener la señal de saturación y matiz y, luego, modular la amplitud de la subportadora de color con la saturación y la fase con el matiz. En realidad el proceso es muy sencillo, porque se recurre a un sistema de modulación llamado de dos portadoras en cuadratura, que simplifica enormemente el proceso de modulación y su posterior demodulación. Vea la figura 44.

El canal de imagen parte de tres tubos de cámara, cada uno de los cuales tiene adosado un filtro de color a la lente (este ejemplo tiene sólo fines didácticos, ya que en la actualidad, el proceso de separación de colores ocurre en un solo tubo de cámara, que separa los colores electrónicamente). En definitiva, de este conjunto de tubos se obtiene las señales de video correspondientes al color rojo, al verde y al azul (R,V,A).

Estas tres señales se aplican a una matriz (conjunto de sumadores resistivos, amplificadores inversores y amplificadores no inversores). En la matriz, las tres señales se combinan, dando como resultado la señal Y (que representa la información de blanco y negro) y las señales diferencia de color (que representan el color de la imagen). El alumno puede repasar el capítulo dos, si no le queda claro qué son y cómo se construyen estas tres señales.

Podemos observar que la señal de diferencia al verde no es transmitida. Lo que ocurre es que su transmisión sería redundante, ya que la señal verde forma parte de la luminancia y de cómo se transmite la luminancia Y y las diferencias de color R-Y y A-Y; la tercera diferencia de color se obtiene en el receptor por simple matrizado.

Dejemos por un instante el camino de las señales de diferencia de color, para analizar cómo se genera la subportadora de color. Simplemente, un generador a cristal de elevada precisión, se encarga de generar una señal muy exacta de 3,589MHz; que a todos los efectos se considera como la señal de referencia de fase 0°. Este generador tiene dos salidas, hacia el generador de sincronismos y hacia los moduladores en cuadratura. Analicemos primero el camino hacia los moduladores. La subportadora se aplica directamente al modulador en amplitud de A-Y y a través de una red desfasadora de 90°, al modulador en amplitud de R-Y. Dado que las señales de diferencia de color se obtienen precisamente por suma e inversión de las componentes de color R V y A, es fácil entender que las mismas tengan tanto valores positivos como negativos.

Analizaremos ahora cómo el modulador en cuadratura produce una modulación de amplitud y fase. Cuando R-Y es cero (R=0, V=0 y A=1) sólo funciona el modulador de A-Y, ya que el otro tiene salida nula (el color resultante es un azul saturado). Cuando A-Y es cero (R=1, V=0 y A=0) sólo funciona el modulador de R-Y, ya que el otro tiene salida nula. Considerando los casos intermedios, podemos decir que la fase de la subportadora de color, cambia entre 0 y 90°. Si también consideramos los valores negativos de las diferencias de color, podemos asegurar que la fase de la subportadora cambia de 0 a 360°, correspondiendo a cada ángulo un color característico que se puede observar en la figura 45. Por supuesto que las salidas de los dos moduladores en amplitud, deben sumarse y la salida del sumador ingresará a otro sumador donde se agrega la señal de luminancia compuesta (con sincronismos).

El canal de sonido se procesa por separado mediante un modulador de frecuencia, alimentado por un cristal de la frecuencia de la subportadora de sonido. La señal de sonido, por último, se suma a la señal compuesta de video y color,

desde donde se envía a la antena transmisora.

Como se puede observar, la doble modulación en cuadratura nos permite obtener en forma sencilla una modulación de amplitud y fase de la subportadora de color, empleando como señales de modulación las diferencias de color, que se pueden conseguir con un sencillo matrizado de las señales R V A e Y.

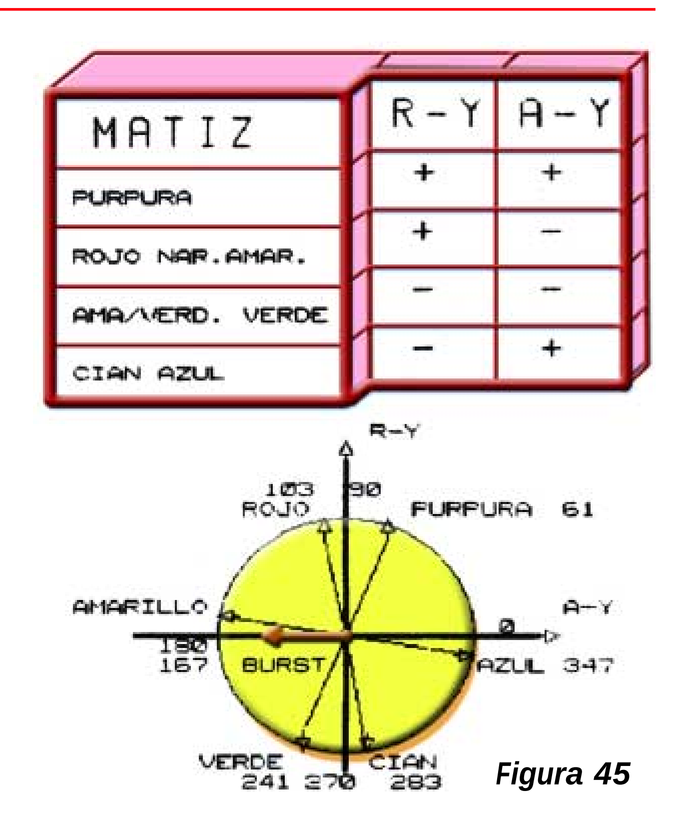


Figura 45

Si volvemos al generador de subportadora, podemos observar que la otra salida se destina a la generación del sincronismo horizontal y vertical, por división de frecuencia, y a la inclusión de una muestra de subportadora luego del pulso horizontal (burst). La señal así generada se denomina de sincronismo compuesto y debe ser sumada a la señal de luminancia, que sale de la matriz. La señal suma se aplica al modulador de amplitud de la luminancia, que se debe alimentar con un generador a cristal muy estable, ya que él provee la portadora de RF de la emisora.

¿Y LA NORMA PAL?

De lo visto hasta aquí, se desprende la importancia de las distorsiones de fase que puede tener la señal de TV color, a lo largo de su recorrido, desde el tubo de cámara (en la emisora) hasta el TRC (en el TV). En sus principios, las emisoras de TV color no eran diseñadas específicamente para color, eran los mismos transmisores de blanco y negro que se modificaban casi artesanalmente, para lograr emisiones en color. Estos transmisores eran observados con TV color valvulares, que distaban mucho de ser precisamente estables. Todo contribuía a que el

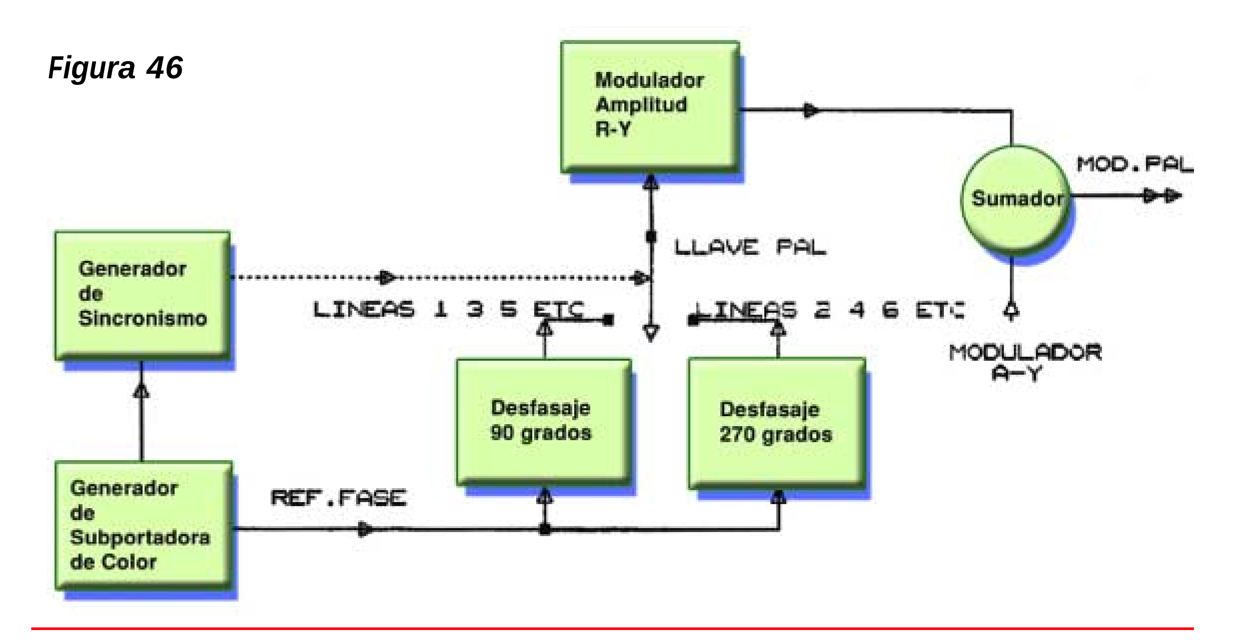
color fuera deficiente. En principio, se le agregó al TV color un control más, que se denominó de matiz, dicho control, modificaba la fase de referencia de los decodificadores y se ajustaba para lograr un correcto color de la piel. Por supuesto que además modificaba los otros colores; pero si el error de fase era constante, los colores tendían a corregirse. El problema se presentaba con los errores de fase diferenciales; en efecto, la subportadora de color se suma a la señal de luminancia y, por lo tanto, dicha señal hace que los circuitos trabajen a diferentes polarizaciones y, por lo tanto, se puede producir un error de fase dependiente de la amplitud, que no podrá ser corregido con el control de matiz.

En Alemania, se modificó el sistema NTSC con el agregado de una inversión línea a línea, de la fase, de la subportadora de color, del modulador de R-Y. A este sistema se lo conoce como PAL (Phase Alternating Line) y es el sistema más utilizado en todo el mundo. Entre otros países, lo adoptó la Argentina en su versión N.

En la figura 46, se puede observar cómo se modifica el diagrama en bloques del transmisor. El modulador de amplitud de R-Y se alimenta con una subportadora cuya fase está alternando constantemente entre 90 y 270°. Las líneas impares (o líneas NTSC) tienen una fase de 90°, en tanto que en las pares (o líneas PAL) se produce un desfasaje de 270°.

Cuando se produce la demodulación en el receptor, se tiene en cuenta este hecho y se coloca como referencia una señal, cuya fase corresponde con la fase utilizada en la emisora (para ello se utiliza también una llave llamada "Llave PAL" que se sincroniza con el barrido horizontal).

Figura 46



Con este agregado, los errores de fase tienen la misma magnitud, pero signo contrario en cada línea sucesiva de la imagen y por lo tanto son cancelados por el ojo, que integra las líneas de la trama de la imagen.

Por ejemplo, si la emisora transmite una barra roja y existe un error de fase de 30°, en alguna parte de la cadena de transmisión o recepción, la línea 1 se ve de color naranja, la dos de color púrpura, la tres, naranja, la cuatro, púrpura y así sucesivamente, como si fuera una cortina pintada a dos colores. Desde la distancia de observación normal de la pantalla, las líneas de la imagen se confunden entre sí; dando sensación de continuidad y el ojo promedia los colores, dando sensación de rojo (La cortina, observada desde lejos, parece de un solo color).

CONCLUSIONES

Este es uno de los pocos capítulos del curso que tiene parte solamente teórica. En el capítulo cuatro, se explicará el funcionamiento del decodificador de LUMA/CROMA en forma práctica, para que el alumno pueda fijar los conceptos vertidos aquí. Desde luego, el análisis realizado es, desde todo punto de vista, muy elemental y tiene, por lo tanto, algunas falencias teóricas, que pretendieron enmendarse haciendo uso del sentido común. Todo este tema, será tratado nuevamente en el curso superior de TV ya con un análisis más detallado y exacto; pero lo visto hasta aquí es el mínimo que necesita saber un reparador de TV y el autor trató de explicarlo de la manera más sencilla posible.

LA REPARACIÓN DE TELEVISORES A COLOR I

Esta obra está dirigida a un amplio grupo de lectores que van desde aficionados a técnicos experimentados y se supone que todos ya poseen conocimientos básicos de electrónica.

También se supone que el lector conoce cómo han evolucionado los recep-

tores de TV desde su aparición a fines de los 70 hasta los actuales “microprocesados” y con escasos controles físicos que permitan un ajuste manual.

Sin embargo, quienes deseen conocer cómo eran los televisores a comienzos de los 80 y quieran tener un panorama amplio sobre los bloques que los constituian pueden dirigirse a nuestra web:

www.webelectronica.com.ar

Debe hacer un click en el ícono password e ingresar la clave **TV101**.

Una de las cosas que debe conocer el técnico reparador es que todos los televisores hacen lo mismo, es decir, todos recogen una señal de antena, la amplifican, seleccionan la correspondiente a una emisora determinada, la procesan, envían el sonido a bocinas (parlantes) y el video a una pantalla (tubo de rayos catódicos); por lo tanto para la reparación no hay grandes misterios ya que, si se encuentra un componente defectuoso y no lo consigue en las casas del gremio (tiendas de electrónica), luego de estudiar este curso, podrá “adaptar” otros componentes para que se comporten como el original. Para que entienda de lo que hablo digamos que todos los amplificadores de video, por ejemplo, reciben una señal y deben amplificarla de acuerdo con determinados parámetros de modo que si se quema un transistor amplificador de video y desconozco su matrícula, podré uitilizar otro que realice la misma función y nuestra tarea en ese caso se resume a buscar en un manual de componentes al elemento adecuado.

Algo que debe tener presente el técnico de servicio de TV es que deberá trabajar en un aparato que no funciona y que debe reparar, de modo de dejarlo como estaba antes de fallar. No debe construir un nuevo TV…

Entender esto es muy importante, porque nos permite eludir el estudio del televisor, excepto la sección que causa la falla. En esa sección hay un componente defectuoso que debemos localizar y cambiar y una vez que esto se realiza el televisor debe funcionar normalmente.

Tenga en cuenta que muchas veces los fabricantes utilizan los servicios de fábricas que construyen chasis genéricos con un determinado código y que en ocasiones varias marcas emplean el mismo chasis. Esto significa que cuando debamos localizar el diagrama (plano de circuito eléctrico) tendremos que buscarlo ya sea por el modelo y marca o por el número de chasis.

Otra cosa que debe tener en cuenta es que generalmente los fabricantes emplean casi el mismo diagrama para televisores de diferente modelo e igual generación y que entonces podrá emplear el diagrama de uno para tratar de loca-

lizar el componente defectuoso de otro modelo. Esto es algo que dá la experiencia.

En este primer volumen sólo pretendemos brindarle alguna nociones "sobre lo que precisa saber para encarar la reparación de un equipo" pero en tomos futuros iremos avanzando en este concepto de modo de darle herramientas que faciliten la tarea de servicio.

Los pasos a seguir desde el momento en que toma contacto con un aparato defectuoso son los siguientes:

1 - Diagnóstico

2 - Localización de la falla

3 - Corrección de la falla

4 - Comprobación del receptor

TEMAS DEL VOLUMEN 2

En el volumen Nº 2 del Curso Superior de TV Color se analizan los siguientes temas:

1 - Normas y Sistemas de Televisión

2 - El Procesador de Luminancia

3 - El Decodificador de Color

4 - Cómo se Realiza la Reparación de Aparatos de Televisión

****



SABER
EDICION ARGENTINA
ELECTRONICA
WEB ELECTRONICA
CLUB
SE
Curso Superior de
TV Color
Normas y Sistemas de Televisión
El Procesador de Luminancia
El Decodificador de Color
Cómo se Realiza la Reparación
de Aparatos de Televisión
2
REP. ARGENTINA, $5,90





PRESENTA

Curso Superior de
TV Color
volumen 2

Autores: Ing. Alberto H. Picerno, Ing. Horacio D. Vallejo

Normas y Sistemas de Televisión
El Procesador de Luminancia
El Decodificador de Color
Cómo se Realiza la Reparación
de Aparatos de Televisión

Editado por:
EDITORIAL QUARK S.R.L.
Herrera 761/63 (1295) Buenos Aires, Argentina
Tel./fax: (0054-11) 4301-8804

Director: Horacio D. Vallejo

Impresión: New Press Grupo Impresor S.A., Bs. As., Argentina - octubre 2003.

Distribución en Argentina: Capital: Distribuidora Cancellaro e Hijo SH, Gutemberg 3258, Buenos Aires - Interior: Distribuidora Bertrán S.A.C., Av. Vélez Sarsfield 1950, Buenos Aires
Distribución en Uruguay: Rodesol, Ciudadela 1416, Montevideo.
Distribución en México: Saber Internacional SA de CV, Hidalgo 7A, Ecatepec de Morelos, Ed. México, México, (0155) 5787-8140
Distribución en Colombia, Venezuela, Ecuador, Perú, Paraguay, Chile y Centroamérica: Solicitar dirección del distribuidor al (005411)4301-8804 o por Internet a:

www.webelectronica.com.ar

ISBN Obra Completa: 987-1116-19-5

Prólogo

Obra compuesta de 6 tomos independientes que enseña teoría y reparación de televisores a color.

Por ser un curso, los lectores tienen apoyo a través de Internet, por medio de claves de acceso a **www.webelectronica.com.ar** que se publican en cada volumen.

Este texto es la Segunda Serie del Curso Completo de TV Color del Ing. Picerno, por lo cual posee temas tratados en dicho libro. Los dos primeros tomos tratan aspectos generales de distintos bloques de televisores convencionales y describen características generales que hacen a la transmisión de televisión. Si bien en estos dos volúmenes se trata la reparación de equipos, recién en el tercer tomo se comienzan a describir fallas y soluciones en equipos comerciales.

La descripción de las etapas que componen un receptor se realiza teniendo en cuenta la evolución de la tecnología, tratando incluso, los sistemas microcontrolados actuales. En esta entrega se analizan los siguientes temas:

Normas y Sistemas de Televisión
El Procesador de Luminancia
El Decodificador de Color
Cómo se Realiza la Reparación de Aparatos de Televisión

INDICE

NORMAS Y SISTEMAS DE TELEVISION

INTRODUCCIÓN

Tal como se indica en diferentes bibliografías, la transmisión de señales de TV a color debe cumplir ciertas condiciones, una es la compatibilidad con la TV blanco y negro.

En la TV monocromática la señal de video (señal de luminancia, si fuera TV cromática), abarca en la norma N un ancho de banda de 4,2MHz. Esta baja densidad de información en las altas frecuencias permite la ubicación de dos subportadoras a las que llamamos ***U y V.***

Estas se ubican aproximadamente en 3,58MHz, y están desfasadas entre sí 90°; cada una de estas señales es modulada por las dos señales diferencia de color. Para evitar que las subportadoras produzcan alguna perturbación sobre la señal de luminancia, se las modula en amplitud y se quita la portadora. La gran ventaja de este sistema es el aprovechamiento de energía, ya que si no hay información (señal diferencia de color nula) no existirán bandas laterales.

La desventaja que presenta la modulación en amplitud con portadora suprimida es la necesidad de reconstruir la portadora para así poder demodular la señal; para ello se envía una señal de referencia que lleva información sobre la frecuencia y fase de la portadora.

Esta señal conocida como **burst** se coloca durante el intervalo de borrado. Las bandas laterales de la modulación de la subportadora de color poseen un determinado ancho de banda, el cual se encuentra dentro del ancho de banda de la señal de video estipulado para la norma N (4,2MHz). Por medio de un sencillo cálculo matemático podemos determinar los límites para la banda lateral superior e inferior. Así la frecuencia de la banda lateral superior será:

$$Fm_{máx} = F_{BLS\ máx} - F_{SC}$$

Donde, $\mathbf{Fm_{máx}}$ es la máxima frecuencia de modulación. $\mathbf{F_{BLS\ máx}}$ es

la frecuencia de la banda lateral superior máxima, en este caso debe coincidir con el límite máximo del espectro de video (4,2MHz). F_{SC} es la frecuencia de la subportadora de color (3,58 MHz). Reemplazando:

$$Fm_{máx} = 4{,}2\ MHz - 3{,}58\ MHz = 620\ kHz$$

Para la banda lateral inferior sería:

$$Fm_{máx} = F_{SC} - F_{BLImín}$$

Efectuando el reemplazo:

$$Fm_{máx} = 3{,}58\ MHz - 0 = 3{,}58\ MHz$$

La máxima frecuencia de la diferencia de color en los transmisores es de 1,3MHz, valor que se aleja bastante de los 620kHz que serán producidos por la máxima frecuencia de modulación.

Es lógico suponer que esta diferencia de frecuencias reduce la definición del color. Para mejorarla se transmite en doble banda lateral hasta los 620kHz y en banda lateral única hasta 1,3MHz.

Más información sobre este tema puede encontrar en el texto: Reparación Fácil de TV, en el fascículo 12 de la enciclopedia “Teoría, Servicio y Montajes” y en nuestra web: www.webelectronica.com.ar.

LAS NORMAS DE TV MONOCROMATICAS (TVM)

En todo el mundo coexiste una multitud de normas de TVC diferentes. La variedad es una consecuencia del carácter local de las primeras emisiones de televisión monocromática (TVM) y de las diferentes frecuencias de la redes de ener-

gía eléctrica, vigentes en ese momento. En efecto, en los comienzos de la TVM, las fuentes de alimentación, tanto de los receptores como de los transmisores, tenían un considerable ripple, ya que no eran reguladas y además, basaban su funcionamiento en transformadores, que tenían un campo disperso considerable y por su tamaño era imposible blindarlos (o por lo menos, era muy costoso). La consecuencia de esta falencia, era un bailoteo de la imagen (en principio se lo llamó efecto Mae West, debido a una actriz y bailarina de EEUU que se movía de modo parecido a la falla), a una frecuencia igual a la diferencia entre la frecuencia de red y la frecuencia vertical elegida por norma.

El efecto Mae West se notaba mucho menos cuando más cercanas eran las frecuencias. De hecho, para frecuencias iguales, el efecto era una distorsión fija, que pasaba desapercibida.

Todo esto hace que, en principio, las normas se dividan entre normas de 50 y 60Hz de frecuencia vertical. Definida la frecuencia vertical, la horizontal queda también definida, en función de la cantidad de líneas, elegida para cada campo:

Fv x N que para nuestra norma es 50 x 312,5 = 15.625Hz

Como lógica consecuencia, las frecuencias horizontales también difieren en las normas de 50 y 60Hz. Para colmo de males, la TVM se desarrollo en tres países al mismo tiempo, a saber: EEUU, Francia e Inglaterra. Los franceses fueron muy perfeccionistas y eligieron una norma de 819 líneas, en tanto que los ingleses, se preocuparon más por el costo y eligieron 405 líneas, los norteamericanos eligieron una cifra intermedia de 525 líneas.

Cuantas más líneas tiene un sistema, mayor es la definición vertical y, en consecuencia, se debe elegir una definición horizontal acorde con la misma. Esto involucra un ancho de banda de video, adecuado a la definición horizontal elegida y, por lo tanto, define la separación entre las portadoras de video y sonido. Luego, esas portadoras deben transmitirse por un canal de radiofrecuencia y la separación define el ancho de banda de radiofrecuencia asignado. Diferentes anchos de banda de radiofrecuencia determinan que las frecuencias de portadora de video correspondiente a cada canal, difieran para las diferentes normas.

Con tal cantidad de diferencias, ya no tenía ningún sentido ponerse de acuerdo en el tipo de modulación elegida para el video y el sonido. Por suerte,

todas las normas TVM transmiten el video como modulación de amplitud, con banda lateral vestigial, pero no son coincidentes con respecto a la polaridad de la modulación; es decir que algunas normas eligen modulación negativa (negro = máximo de portadora) y otras eligen modulación positiva. También se encuentran diferencias en lo que respecta a la banda lateral vestigial. Con respecto al sonido, ya no hay acuerdo en el tipo de modulación algunas normas utilizan modulación de amplitud y otras de frecuencia y cuando se usa modulación de frecuencia, las normas difieren en lo referente al preénfasis y a la desviación.

Todas estas diferencias generan normas que se individualizan con una letra y hasta la actualidad se conocen trece normas diferentes de TVM, que van desde la letra A, correspondiente a la norma inglesa de 405 líneas (ya en desuso) hasta la N que, casualmente, corresponde a la norma de nuestro país, también correspondiente a Bolivia, Paraguay y Uruguay.

En la figura 1, se puede observar un cuadro en donde se presenta cada norma, con sus parámetros más importantes, ya que existen diferencias menores, como ser la cantidad de pulsos de ecualización y su posición, que no son considerados.

Hasta ahora, consideramos las diferencias fundamentales entre las diferentes normas. Dejamos de lado el problema de la asignación de canales de radiofrecuencias. Ocurre que cuando se autorizaron las transmisiones de TVM, los diferentes países tenían asignadas bandas de radiofrecuencias para otros servicios, que debían ser respetadas. Esto significa que una misma norma, por ejemplo la B, común a muchos países de Europa, tenga diferentes frecuencias para las portadoras de radiofrecuencia. Por ejemplo, Italia tiene un plan de frecuencia de canales diferente al resto de Europa y Australia, que también tiene la norma B, difiere de Italia y del resto de Europa. Es decir que no son trece las normas diferentes, en realidad la cantidad es mucho mayor.

LAS NORMAS DE TV COLOR

El primer sistema práctico de TVC que funcionó en el mundo fue el NTSC, desarrollado en EEUU. Otros anteriores fueron desechados, debido a que no eran compatibles con el sistema de TVM vigente en ese momento en EEUU, que era el M.

PARAMETRO / NORMA	A •	B	C	D	E •	F •	G	H	I	K	L	M	N
VIDEO													
CANTIDAD DE LINEAS POR CUADRO	405	625	625	625	819	625	625	625	625	625	625	525	625
FRECUENCIA DE CUADRO HZ	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	25	30	25
FRECUENCIA DE CAMPO HZ	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	60	50
FRECUENCIA HORIZONTAL HZ	10.125	15.625	15.625	15.625	20.475	20.475	15.625	15.625	15.625	15.625	15.625	15.750	15.625
ANCHO DE BANDA DE VIDEO MHz	3	5	5	6	10	5	5	5	5,5	6	6	4,2	4,2
ANCHO DE BANDA DE RF MHz	5	7	7	8	14	7	8	8	8	8	8	6	6
SEP. ENTRE PORT. DE VIDEO Y SON. MHz	-3,5	5,5	5,5	6,5	-11,5	5,5	5,5	5,5	6	6,5	6,5	4,5	4,5
BANDA VESTIGIAL MHz	0,75	0,75	0,75	0,75	2	0,75	0,75	1,25	1,25	0,75	1,25	0,75	0,75
POLARIDAD DE LA MODULACION	+	-	+	-	+	+	-	-	-	-	+	-	-
SONIDO													
TIPO DE MODULACION	AM	FM	AM	FM	FM	AM	AM	FM	FM	FM	AM	FM	FM
PRE-ENFASIS uS		50		50	50			50	50	50		50	50
DESVIACION (SONIDO) KHz		50		50	50			50	50	50		25	25

• NO VIGENTES

Figura 1

En aquellas épocas, la cadena de transmisión, que comprende desde la cámara de toma hasta la antena transmisora, y la cadena de recepción, que comprende desde la antena receptora hasta el tubo de imagen, estaban compuestas por componentes y circuitos que provocaban elevadas distorsiones de fase (se utilizaban los mismos transmisores y receptores que para la TVM, con los correspondientes agregados y en ellos, la distorsión de fase no era considerada, ya que para TVM tiene una importancia mínima). El resultado era que los colores aparecían con un gran error de matiz, que se apreciaba sobre todo en el color de la piel.

Los países europeos no quisieron adoptar el sistema NTSC, dado sus inconvenientes y comenzaron a realizar sus propias experiencias, hasta que en Alemania se modificó el sistema NTSC, con el agregado de una inversión, línea a línea, de la fase del eje de modulación R-Y. Este sistema se llamó PAL y fue adoptado por todos los países europeos que tenían vínculos comerciales y políticos con Alemania. En esa época, todavía no estaba desarrollada la línea de retardo de crominancia y a estos receptores, que utilizaban el ojo como elemento promediador de las diferencias de matiz, existentes entre cada línea, se los llamó PAL SIMPLE (esa diferencia de matiz era causada por los errores de fase).

Cuando se desarrolló la línea de retardo de crominancia, ésta pasó a realizar el trabajo del ojo, como promediador de los errores de matiz y a estos receptores se los llamó PAL COMPLEJO.

En Francia, todavía no se había adoptado ningún sistema de transmisión de TVC, debido a que primero debían modificar su norma de 819 líneas, para luego adoptar una norma de color. El desarrollo de la línea de retardo de crominancia habría un nuevo camino de investigación; en efecto, la línea de retardo podía guardar la información correspondiente a una línea completa y, por lo tanto, no era necesario transmitir al mismo tiempo la información de R-Y y de A-Y. El sistema SECAM transmite una diferencia de color en una línea y la otra diferencia de color en la siguiente, de manera que ambas informaciones no pueden mezclarse por distorsiones de fase de la cadena de transmisión/recepción. En pocas palabras, el sistema SECAM mantiene la ventaja del PAL con respecto a la promediación línea a línea y evita la diafonía entre las señales de diferencia de color. Además, las diferencias de color se transmiten en FM, lográndose una mejoría de la relación señal a ruido. El SECAM, por lo tanto, se difundió entre los países relacionados con Francia, pero como el PAL estaba ya muy difundido, terminó siendo adoptado por la mayoría de los países de Europa, a pesar de las ventajas técnicas del sistema francés.

Cuando un país debe adoptar una norma de transmisión de color, no lo

puede hacer independientemente de su norma monocromática; ya que ambos sistemas deben ser compatibles entre sí. Esto genera la existencia de una nueva multiplicidad de normas; por ejemplo, no existe un solo PAL, sino varios de acuerdo a la norma monocromática del país que adoptó la norma PAL. El PAL original es el PALB, ya que Alemania tenía la norma monocromática B, cuando se originó la de color. En la República Argentina, al adoptarse la norma PAL, generó el PALN y en Brasil, se generó la norma PALM, por el mismo motivo.

En la figura 2, se presenta una tabla con los parámetros de las diferentes normas PAL existentes en el mundo. Es evidente que la frecuencia de la subportadora de color, se debe elegir de manera tal, que la figura de interferencia sea mínima y esté comprendida dentro del ancho de banda correspondiente al video. Esto explica por qué no se puede elegir la misma frecuencia para el PALB y el PALN; pero parecería que las normas PALN y PALM podrían tener la misma frecuencia de subportadora de color. Sin embargo no es así, porque la subportadora de color debe ser un múltiplo de la semifrecuencia horizontal (N x Fh/2) y, como la frecuencia horizontal de las normas M y N es diferente, se generan dos frecuencias de subportadora distintas.

Parecería que no pueden existir más sistemas de color que los nombrados hasta ahora y, de hecho, es así en lo que respecta a normas que se irradian, pero en esta época de transmisiones vía satélite, con el intercambio de programas grabados, se generaron las llamadas normas híbridas. Entre ellas, es común la existencia de la norma NTSC B, que se diferencia de la clásica NTSC M sólo en la frecuencia de la subportadora de color, ya que se utiliza la correspondiente a la norma PALB.

PARAMETRO	PAL B G Y R	PAL I	PAL M	PAL N
FRECUENCIA DE LA SUBPORTADORA DE CROMINANCIA	4433618,75 Hz	4433616,75 Hz	3575611,49 Hz	3582056,25 Hz
SEPARACION ENTRE SUBPORTADORAS DE VIDEO Y SONIDO	5,5 MHz	5,9996 MHz	4,5 MHz	4,5 MHz
BANDA LATERAL RESIDUAL	0,75 MHz *	1,25 MHz	0,75 MHz	0,75 MHz
BANDA LATERAL PRINCIPAL ANCHO DE BANDA DE VIDEO	5 MHz	5,5 MHz	4,2 MHz	4,2 MHz
ANCHO DE BANDA DE CROMA	+0,57 MHz -1,3 MHz	+1,07 MHz -1,3 MHz	+0,6 MHz -1,3 MHz	+0,62 MHz -1,3 MHz
RAFAGA DE BURST	10 CICLOS	10 CICLOS	9 CICLOS	9 CICLOS

* LA NORMA H TIENE UNA BANDA LATERAL RESIDUAL DE 1,25 MHz

Figura 7

EL SISTEMA NTSC

Nota de Redacción: El presente tema es tomado de la Enciclopedia: "Teoría, Servicio y Montajes" y de bibliografía de Centro Japonés de Información Electrónica", realizando las correspondientes adaptaciones para facilitar la comprensión del lector.

Uno de los métodos utilizados para unificar las señales diferencia de color en una sola subportadora es el denominado QAM (Quadrature Amplitude Modulation). El ángulo j de la señal de crominancia variará en función del color que se está transmitiendo, mientras que el módulo del vector indica la intensidad de color. La figura 3 muestra el diagrama en bloques del sistema de modulación en cuadratura (QAM).

Antes de detectar la información es necesario obtener las portadoras con la misma fase con que fueron transmitidas; para ello se utiliza la ráfaga de referencia o -como se la llama comúnmente- **burst**. Esta señal es separada del resto de la información por medio de una llave electrónica, la cual se comanda por los pulsos de horizontal. Por medio de un comparador de fase, al cual ingresa el burst y la señal de un oscilador a cristal, se genera una tensión que estará en función de la fase relativa de ambas señales.

Como la señal de ráfaga de referencia (burst) es pulsante, la tensión a la salida del comparador será también pulsante, por lo cual será necesario utilizar un circuito pasabajos para poder usar esta tensión como corrección del oscilador.

La figura 4 indica la reconstrucción de la señal de

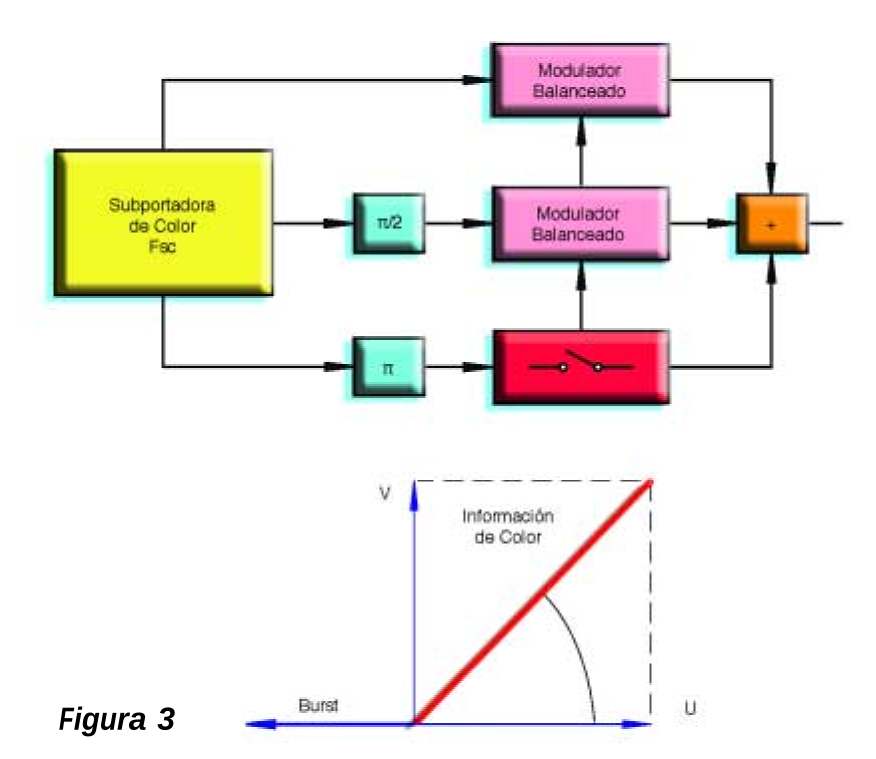
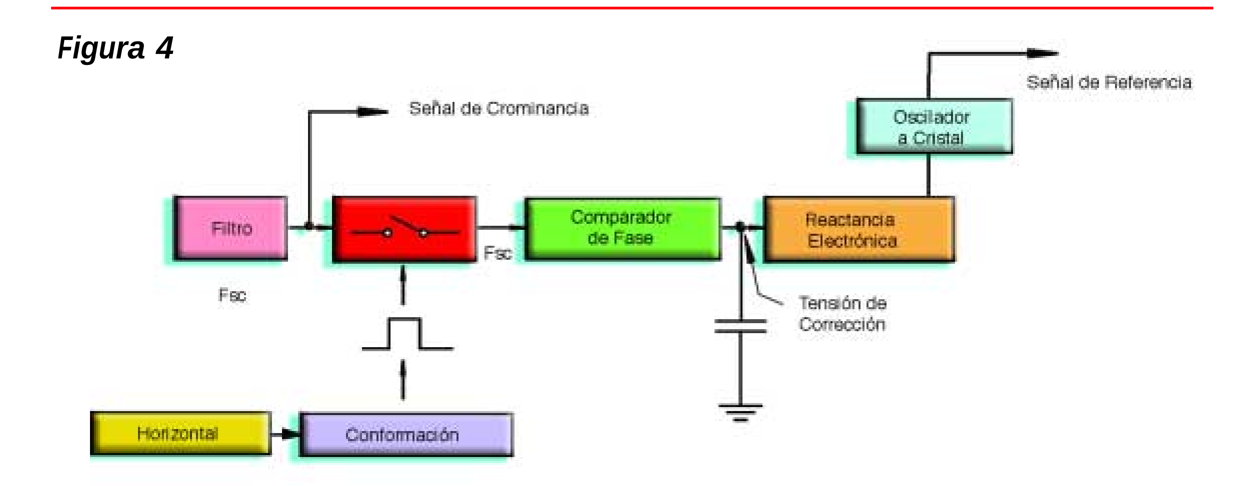


Figura 3

Figura 4



referencia a partir del burst. Para obtener las dos subportadoras, que se encuentran desfasadas 90° (en cuadratura), se utilizan dos circuitos desfasadores sencillos; por este medio es posible detectar las dos informaciones (E'_R - E'_Y) y (E'_B - E'_Y).

Ahora bien, la señal de crominancia transporta dos informaciones que se deberán recuperar en forma independiente, para ello se utiliza un detector sincrónico.

En la figura 5 se observa el diagrama en bloques del detector sincrónico. La llave electrónica opera como un diodo al que se le puede ajustar la eficiencia. Esta llave se encuentra sincronizada con la señal de radiofrecuencia de la portadora reconstruida, y la eficiencia del "diodo" estará en función de la fase relativa de la señal de entrada.

En este caso es posible separar las dos informaciones simultáneamente del sistema NTSC. Veamos estos casos.

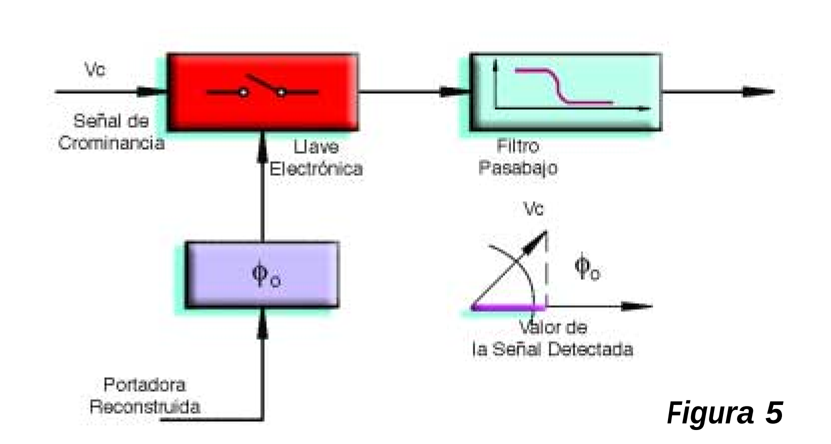
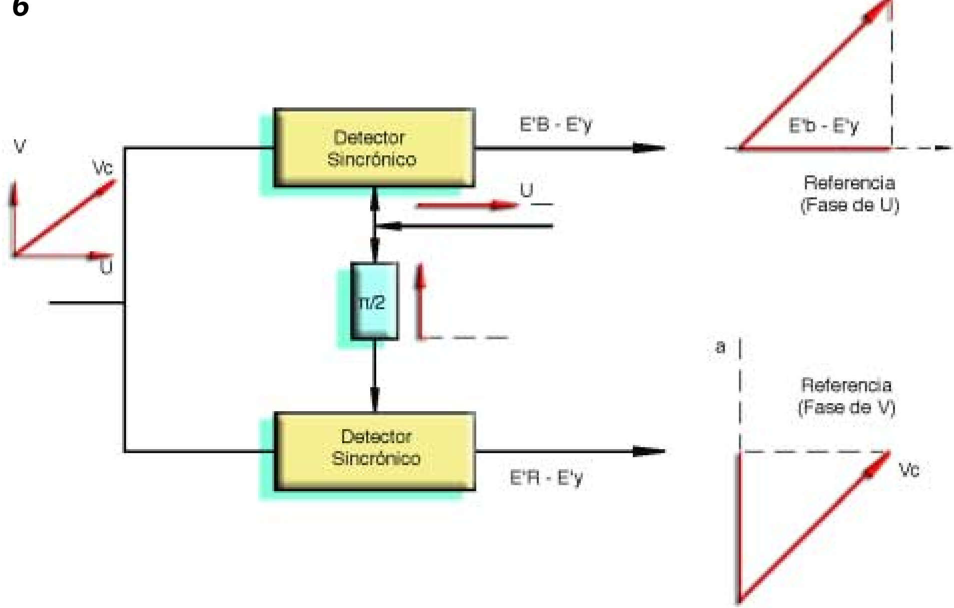


Figura 5

Si coincide la fase de la portadora reconstruida con la fase de la componente U, sólo se detectará la información (E'_B - E'_Y), ya que la componente V se encuentra desfasada 90°, por lo que no apare-

Figura 6



cerá a la salida del detector. En cambio si fuera la señal V la que estuviera en coincidencia de fase con la portadora, sería la señal (E'_B - E'_Y) la que no se encontraría a la salida del detector, y sí hallaríamos a (E'_R - E'_Y).

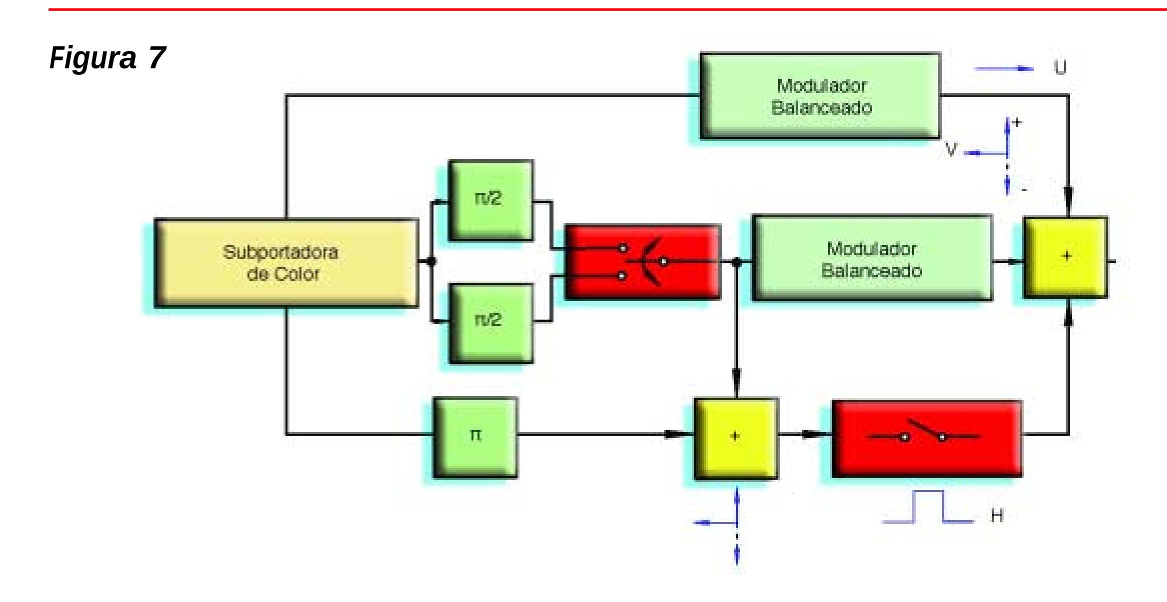
Si ocurriera un error de fase en el sistema, durante la recepción los colores no coincidirán con los originales. Esto provocó el estudio de los sistemas PAL y SECAM, los que debían mantener las características del sistema NTSC y a la vez no ser tan críticos a las variaciones de fase.

En la figura 6 se observa que para detectar las señales diferencia de color se utilizan dos detectores sincrónicos, los que son comandados por dos señales de referencia que se encuentran en fase con las componentes U y V.

EL SISTEMA PAL

La principal característica del sistema NTSC es que para cada fase del vector de crominancia corresponde un color determinado, es decir, no hay una redundancia de color. El sistema PAL utiliza también la transmisión de crominancia utilizando dos subportadoras en cuadratura, el color estará determinado tanto por la fase del vector de crominancia como así también por el signo de la fase.

Figura 7



El signo de la fase de la señal de crominancia se invierte con cada línea horizontal. Así por ejemplo, en la línea n la fase de la señal se multiplica por +1, en la línea n+1 se multiplica por -1, en la línea n +2 por +1, y así sucesivamente. El cambio de signo de la fase se realiza por la inversión línea por medio del vector V. En la ráfaga de referencia también se incluye información del signo de fase.

La figura 7 pretende demostrar que en el sistema PAL la señal se invierte línea a línea. Para que el receptor pueda identificar la posición original de este vector se añade la fase de la ráfaga de referencia.

Veremos cuál es el proceso de corrección de fase en caso de producirse errores. En el transmisor se producen cambios de signo de la fase línea a línea. Como ya vimos:

Línea	***Fase de Crominancia***
(n)	*+j*
(n+1)	*-j*
(n+2)	*+j*

Cuando la señal de crominancia tenga un error de fase, ésta siempre tendrá el mismo signo.

Por ejemplo, si se produce un error de fase en adelanto e será:

Línea	***Error de Fase***
(n)	*+ e*
(n+1)	*+ e*
(n+2)	*+ e*

Así a la entrada del receptor, el vector de crominancia tendrá una fase que será la resultante de la suma de su fase original y el error introducido.

Línea	***Fase con Error***
(n)	*j + e*
(n+1)	*-j + e*
(n+2)	*j + e*

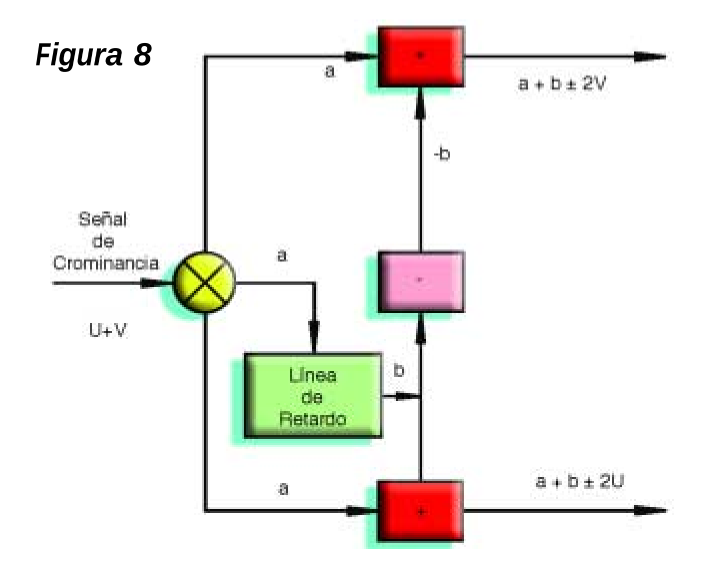
En el receptor se restituye la fase normal del vector de crominancia cambiando el signo de la fase al mismo ritmo que el transmisor, la información para esta sincronización está dada por la portadora de referencia.

Línea	***Inversión de Fase***
(n)	*j + e*
(n+1) (cambia)	*-(-j + e) = j - e*
(n+2)	*j + e*

Utilizando el método adecuado es posible realizar el promedio de las fases de las líneas (n) y (n+1).

Esto permite anular totalmente el error producido. Para poder realizar el promedio de las señales éstas deben existir simultáneamente, pero como (n) y (n+1) no existen simultáneamente, es necesario que una de las líneas sufra un atra-

Figura 8

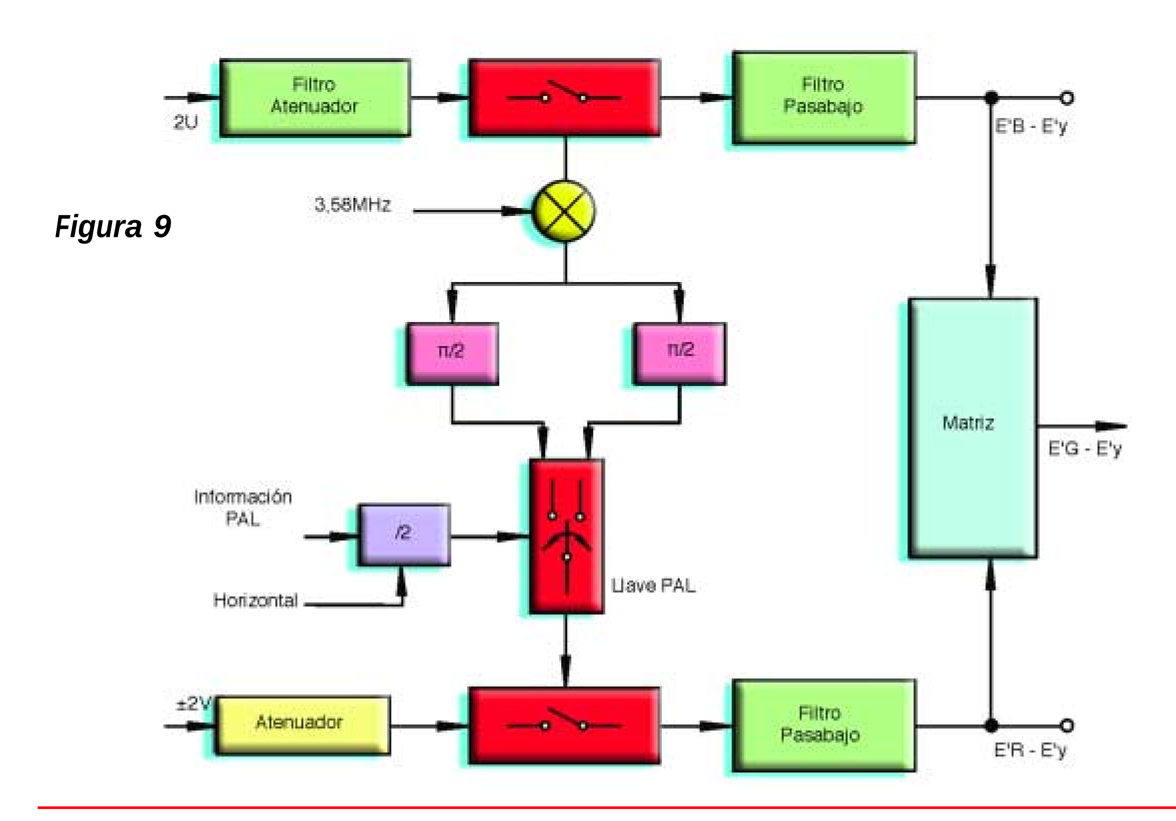


so; para ello se utiliza una línea de retardo, la cual demorará 64µs a la línea (n).

En la figura 8 se observa cómo se hace la separación de los componentes U y V en el receptor. La detección de las informaciones diferencia de color en el sistema PAL es similar al sistema NTSC.

La señal V del sistema PAL cambia cada línea por medio, por lo cual es necesario que la portadora recuperada que comanda al detector invierta su sentido para obtener a la salida el mismo signo. Como en el transmisor se produjo la primera inversión, la cual se repite en el receptor, la señal tendrá la fase que tenía en el transmisor antes de que se produzca la alternancia. La llave PAL es controlada por el barrido horizontal, luego de pasar por un divisor por dos, de manera tal que un ciclo de actuación de la llave PAL dura dos ciclos de horizontal (figura 9).

Figura 9



Es necesario que este circuito ubicado en el receptor esté sincronizado con el del transmisor. Para ello se utiliza la información proporcionada por el burst o señal de ráfaga de referencia.

NORMAS

Las distintas normas de transición indican la frecuencia de campo vertical y línea horizontal, la cantidad de líneas transmitidas por cuadro, el ancho de banda total del sistema, el tipo de modulación para la señal de video y sonido, y las señales de sincronismo.

La norma N utilizada actualmente en nuestro país es una adaptación del sistema NTSC. Veamos los valores que toman los parámetros comentados anteriormente.

Frecuencia de Horizontal..15.625Hz
Frecuencia de Cuadro...25Hz
Cantidad de Líneas de Imagen por Cuadro.............................625
Ancho de Banda del Canal 6MHz
Tipo de Modulación de Video ....NEGATIVA EN AM
Tipo de Modulación de sonido ....FM

Haciendo un resumen de las distintas normas podemos ver cómo está formada la señal compuesta de video.

<u>Norma Francesa I</u>

Frecuencia Horizontal...20475Hz
Frecuencia de Cuadro 25Hz
Cantidad de Líneas de Imagen por Cuadro.....................................819
Ancho de Banda del Canal 14MHz
Tipo de Modulación de Video ....POSITIVA EN AM
Tipo de Modulación de Sonido...AM

Norma Francesa II

Frecuencia Horizontal 11025Hz
Frecuencia de Cuadro 25Hz
Cantidad de Líneas de Imagen por Cuadro.....................................441
Ancho de Banda del Canal 9MHz
Tipo de Modulación de Video ....POSITIVA EN AM
Tipo de Modulación de Sonido..AM

Norma Internacional Europea

Frecuencia Horizontal 15625Hz
Frecuencia de Cuadro 25Hz
Cantidad de Líneas de Imagen por Cuadro.....................................625
Ancho de Banda del Canal 7MHz
Tipo de Modulación de Video ....NEGATIVA EN AM
Tipo de Modulación de Sonido ....FM

Es necesario que exista una compatibilidad entre las transmisiones blanco y negro y las de color, por lo cual fue necesaria la creación de normas que contuvieran la información de color. A continuación veremos un detalle de las características básicas de señales de video y señales de sincronismo para las normas de blanco y negro.

Norma N

1) Número de Líneas de Imagen..625
2) Frecuencia de Trama (frecuencia de campo) 50Hz
3) Frecuencia de Línea (frecuencia horizontal)..........................15625Hz
4) Nivel de Negro...0%
5) Nivel de Blanco...100%
6) Nivel de Sincronización...-40%
7) Ancho de Banda de Video 4,2MHz

Señal de Sincronización de Trama (vertical)

1) Período de Trama (Período de campo).......................................20ms
2) Período de Supresión de Trama (borrado vertical)........................25H

3) Duración de la Secuencia de Pulsos Ecualizadores.......................2,5H

4) Duración de la Secuencia de Pulsos Verticales ....2,35 ± 0,1µs

5) Duración de los Pulsos Verticales ....5 x 29,65 ±0,1µs

Señal de Sincronización de Línea (horizontal)

1) Período de línea...64µs

2) Duración de Supresión de Línea (borrado horizontal)..........12 ± 0,3µs

3) Pórtico Anterior...1,5 ± 0,2µs

4) Pulso de Sincronismo..4,7 ± 0,2µs

5) Pórtico Posterior 5,8µs

Características de Transmisión

1) Ancho de banda 6MHz

2) Separación de Portadora de Sonido.....................................4,5MHz

3) Ancho de Banda Lateral Principal de Video 4,2MHz

4) Ancho de Banda Lateral Suprimida 0,75MHz

5) Modulación...NEGATIVA

6) Nivel de Sincronismo 100%

7) Nivel de Negro 75%

8) Nivel de Blanco ....10 a 12,5%

Norma B

1) Número de Líneas de Imagen...625

2) Frecuencia de Trama (frecuencia de campo) 50Hz

3) Frecuencia de Línea (frecuencia horizontal) ....15625Hz ± 0,000014%

4) Nivel de Negro 0%

5) Nivel de Blanco...100%

6) Nivel de Sincronización...-40%

7) Ancho de Banda de Video 5MHz

Señal de Sincronización de Trama (vertical)

1) Período de Trama 20ms

2) Período de Supresión de Trama (borrado vertical).........................25H

3) Duración de la Secuencia de Pulsos Ecualizadores......................2,5H
4) Duración de la Secuencia de Pulsos Verticales ....2,35 ± 0,1µs
5) Duración de los Pulsos Verticales ....5 x 29,65 ± 0,1µs

Señal de Sincronización de Línea (horizontal)

1) Período de Línea 64µs
2) Duración de Supresión de línea (borrado horizontal) ....12 ± 0,3µs
3) Pórtico Anterior..1,5 ± 0,3µs
4) Pulso de Sincronismo ....4,7 ± 0,2µs
5) Pórtico Posterior 5,8µs

Características de Transmisión

1) Ancho de Banda 7MHz
2) Separación de Portadora de Sonido.....................................5,5MHz
3) Ancho de la Banda Lateral Principal de Video...........................5MHz
4) Ancho de la Banda Lateral Suprimida 0,75MHz
5) Modulación...NEGATIVA
6) Nivel de Sincronismo 100%
7) Nivel de Negro 75%
8) Nivel de Blanco ....10 a 12,5%

Norma NTSC M

1) Número de Líneas de Imagen 525
2) Frecuencia de Trama (frecuencia vertical) 59,94Hz
3) Frecuencia de Línea (frecuencia horizontal) ......17734Hz ± 0,00003%
4) Nivel de Negro 0%
5) Nivel de Blanco...100%
6) Nivel de Sincronización...-40%
7) Ancho de Banda de Video 4,2MHz

Señal de Sincronización de Trama (vertical)

1) Período de Trama 16,6833µs
2) Período de Supresión de Trama (borrado vertical)................19 a 21H

3) Duración de la Secuencia de Pulsos Ecualizadores 3H
4) Duración de la Secuencia de Pulsos Verticales 3H
5) Duración de los Pulsos Ecualizadores ....2,29 a 2,54µs
6) Duración de los Pulsos Verticales 26,4 28µs
7) Intervalo entre los Pulsos Verticales ....3,81 a 5,34µs

Señal de Sincronización de Línea (horizontal)

1) Período de Línea 63,5555µs
2) Duración de Supresión de Línea (borrado horizontal)....................10,5 a 11,4µs
3) Pórtico Anterior ....1,27 a 2,22µs
4) Pulso de Sincronismo ....4,13 a 5,08µs
5) Pórtico Posterior 5,06µs

Características de Transmisión

1) Ancho de Banda 6MHz
2) Separación de la Portadora de Sonido 4,5MHz
3) Ancho de la Banda Lateral Principal de Video........................4,2MHz
4) Ancho de la Banda Lateral Suprimida 0,75MHz
5) Modulación..NEGATIVA
6) Nivel de Sincronismo 100%
7) Nivel de Negro...72,5 a 77,5%
8) Nivel de Blanco ....10 a 15%

Norma PAL M

1) Número de Líneas de Imagen..525
2) Frecuencia de Trama (frecuencia de campo) 59,94Hz
3) Frecuencia de Línea (frecuencia horizontal)...................15734,264Hz
4) Nivel de Negro..0%
5) Nivel de Blanco..100%
6) Nivel de Sincronización...-40%
7) Ancho de Banda de Video 4,2MHz

Señal de Sincronización de Trama (vertical)

1) Período de Trama (Período de campo) 16,667µs

2) Período de Supresión de Trama (borrado vertical)................19 a 21H
3) Duración de la Secuencia de Pulsos Ecualizadores.........................3H
4) Duración de la Secuencia de Pulsos Verticales 3H
5) Duración de los Pulsos Ecualizadores ....2,29 a 2,54µs
6) Duración de los Pulsos Verticales ....26,4 a 28µs

Señal de Sincronización de Línea

1) Período de Línea 63,492µs
2) Duración de Supresión de Línea (borrado horizontal).........................10,2 a 11,4µs
3) Pórtico Anterior ....1,27 a 2,54µs
4) Pulso de Sincronismo ....4,19 a 5,71µs
5) Pórtico Posterior 4,79µs

Características de Transmisión

1) Ancho de Banda 6MHz
2) Separación de Portadora de Sonido.....................................4,5MHz
3) Ancho de la Banda Lateral Principal de Video........................4,2MHz
4) Ancho de la Banda Lateral Suprimida 0,75MHz
5) Modulación..NEGATIVA
6) Nivel de Sincronismo 100%
7) Nivel de Negro..72,5 a 77,5%
8) Nivel de Blanco ....10 a 15%

Es necesario aclarar que la diferencia fundamental entre las normas PAL M y NTSC M se encuentran en la forma de transmisión de la información del color. En realidad, la norma es la misma (M); por eso casi no hay diferencias en las señales ni características de transmisión; lo que varía es la NORMA (PAL o NTSC) que establece la forma en que se va a transmitir la información de color. El receptor de televisión debe procesar la señal compuesta de video según la norma de transmisión utilizada a los fines de obtener la imagen y sonido de la información transmitida.

En nuestro sitio de Internet **www.webelectronica.com.ar**, se reproducen tres tablas con las características de la señal de video para la televisión en color. Para acceder a ellas debe ingresar a la página de contenidos epeciales (ícono password) y digitar la clave **enci12**.

EL PROCESADOR DE LUMINANCIA

INTRODUCCIÓN

En un TV moderno el tratamiento de las señales de LUMA y CROMA se realiza en un mismo integrado; es más, dicho integrado comúnmente llamado jungla, tiene también a su cargo la amplificación de FI de video, la FI de sonido y la generación de las bases de tiempo, horizontal y vertical.

En TVs más antiguos, dichas funciones se realizaban separadamente, pero el concepto del funcionamiento de los circuitos de LUMA es exactamente el mismo. En los circuitos de LUMA se produce la variación de amplitud de la señal (control de contraste) y el agregado de una componente continua (control de brillo). Estas son las prestaciones mínimas que debe tener la etapa de LUMA, pero en general se le agregan otras, como por ejemplo el control de realce o definición de la imagen, la inclusión de borrado horizontal y vertical y la restauración de la componente continua (dejamos para el curso superior de TV, los circuitos de inserción de texto en pantalla o OSD).

El tratamiento de este tema corresponde exclusivamente a los TVC, ya que en los TV de blanco y negro, esta etapa de procesamiento de video, prácticamente no existe. En la lección uno, explicamos cómo se realizaba el control de brillo en un TV blanco y negro y a ello, sólo debe agregarse un control de amplitud de la señal que ingresa por base del amplificador de video, para completar el procesamiento. Este ajuste, por lo general, consiste en un simple potenciómetro al que se conecta la señal de video y masa; y desde el cursor, se saca señal para la base. Lo sencillo del circuito nos exime de mayores comentarios.

GENERADOR DE SEÑAL DE LUMINANCIA

La señal compuesta de video contiene la señal de LUMA, pero ella se encuentra mezclada por la señal de CROMA y con la de FI de sonido, que se trans-

miten como subportadoras de aproximadamente 3,58 y 4,5 MHz. Como la banda de video llega hasta unos 4,5MHz, se puede considerar que la señal de CROMA y la de FI de sonido, es una interferencia sobre la señal de video que ingresa al procesador de LUMA y por lo tanto deben ser eliminadas. Por otra parte, la señales de LUMA y las diferencia de color, que ingresan a la matriz incluida en los amplificadores finales, deben llegar sin retardo apreciable entre ellas; es decir que deben sufrir el mismo retardo en el procesado de color y en el de LUMA (ya que en caso contrario se observaría, sobre la pantalla, que el color está corrido con respecto a la imagen de blanco y negro).

El lector se preguntará por qué la LUMA y la CROMA tienen diferente retardo. Ningún fabricante busca que ambas señales tengan un retardo diferente, pero esto se produce indefectiblemente, porque el ancho de banda de los circuitos de LUMA es de 4,5MHz y el de los circuitos de croma es de 1MHz, aproximadamente, y la teoría de circuitos indica que a diferentes anchos de banda le corresponden retardos diferentes. Por lo tanto, para obtener una adecuada señal de LUMA, debemos primero separarla de la croma, por filtrado de la subportadora de 3,58MHz, y luego retardarla unos 400 nS, para que llegue a los amplificadores de video al mismo tiempo que las señales de color.

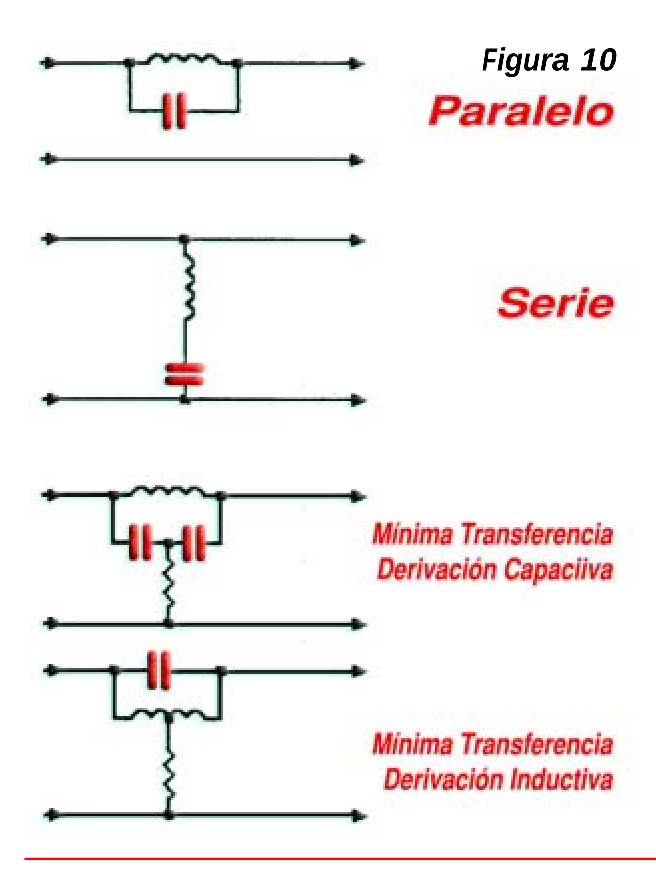


Figura 10

RECHAZO DE CROMINANCIA Y DE SONIDO

A los circuitos que rechazan determinadas frecuencias interferentes, se los denomina circuitos trampa y están basados en circuitos resonantes LC que deben ajustarse a máximo rechazo o, en la actualidad, en filtros o resonadores cerámicos que están preajustados por el fabricante. En la figura 10, se pueden observar los diferentes tipos de filtros LC utilizados en la actualidad. Los filtros cerámicos

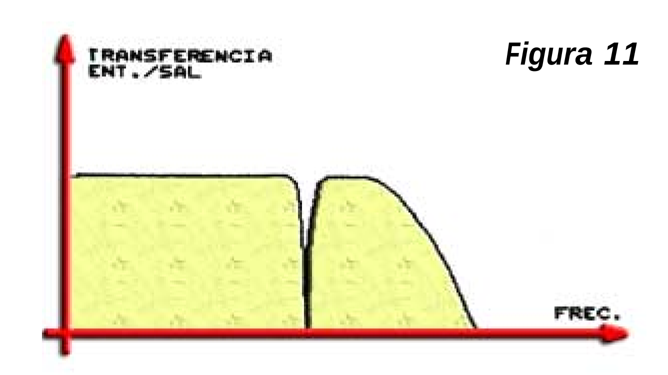


Figura 11

tienen una pata de entrada, una de salida y una de masa y no sólo debe tenerse en cuenta su frecuencia sino su modelo; ya que también se utilizan en la FI de sonido.

Un filtro cerámico de toma de sonido no puede reemplazar a una trampa de sonido, porque sus funciones son inversas; uno rechaza y el otro selecciona.

Todos los circuitos mostrados en la figura 10 tienen una curva de respuesta tal como la que figura en la figura 11. Los circuitos LC de tres patas son los llamados trampa de mínima transferencia de energía y son preferibles a las trampas paralelo, porque conservan relativamente constantes su impedancia de transferencia y su impedancia de entrada.

Como las frecuencias a rechazar son dos, el filtro de entrada de LUMA está compuesto por dos resonadores cerámicos o dos trampas LC en serie; una ajustada a la frecuencia de 3,58MHz y la otra a 4,5MHz.

¿Qué ocurre cuando en un TVC falla alguno de estos dos filtros?

Ocurre que la portadora correspondiente no es rechazada, se amplifica junto con la LUMA y aparece sobre la señal Y en la matriz de diferencia de color. Si aparece en Y, al realizar cualquiera de las matrizaciones de color, por ejemplo, la roja: la anulación de Y es parcial porque se anula para todas las frecuencias salvo para la de la portadora interferente.

(R-Y)+Y’= R (con interferencia)

Como la interferencia aparece en los tres canales de color, el resultado en la pantalla es una interferencia de color blanco. Ahora el lector se puede preguntar si cualquiera de las dos portadoras no rechazadas, produce la misma figura de interferencia sobre la pantalla. La respuesta es no; la interferencia de la portadora de sonido (4,5MHz) es de mayor frecuencia y por lo tanto va a producir una trama fina sobre la pantalla (se llama efecto muaré, porque es similar a observar una imagen a través de una cortina semitransparente de tela muaré). La portadora de CROMA, en cambio, produce una figura de interferencia más gruesa, aunque con el mismo tipo de entramado; además, la interferencia de la subportado-

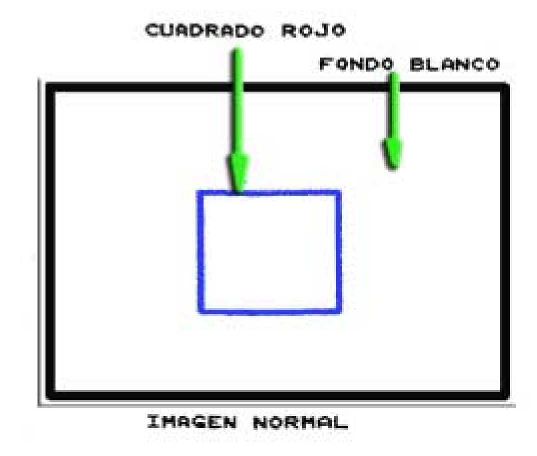






Figura 12

ra de CROMA, se observa sólo sobre las partes de la imagen que tienen colores saturados, en tanto que la de sonido se observa en toda la imagen (vea la figura 12).

La trampa de crominancia puede rechazar la portadora de zonas con color constante (y por lo tanto con fase de croma constante); pero en las transiciones de color, sobre todo cuando se trata de colores con fase opuesta, se puede notar una figura de interferencia que se va reduciendo en amplitud a medida que el color se mantiene constante (figura 13).

El método de separación de LUMA y CROMA por trampas LC o por resonadores cerámicos, era el único método posible; hasta que en el año 1993 comenzaron a aparecer TVCs, donde la separación se realiza con los llamados filtros peine, que utilizan una línea de retardo de crominancia (retardo de 64µS). Dejamos la explicación de funcionamiento de estos filtros, para el curso superior de TV.

LOS CIRCUITOS DE CONTROL DE LA DEFINICIÓN (REALCE)

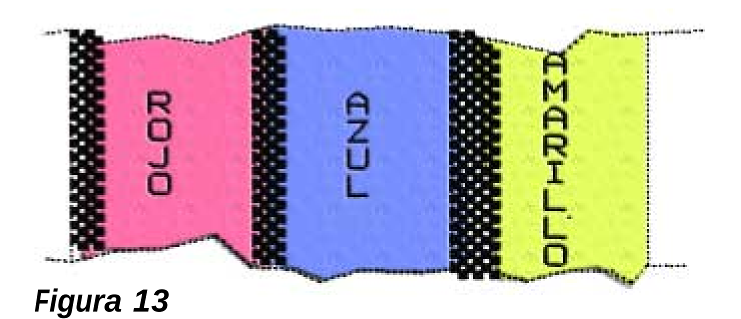
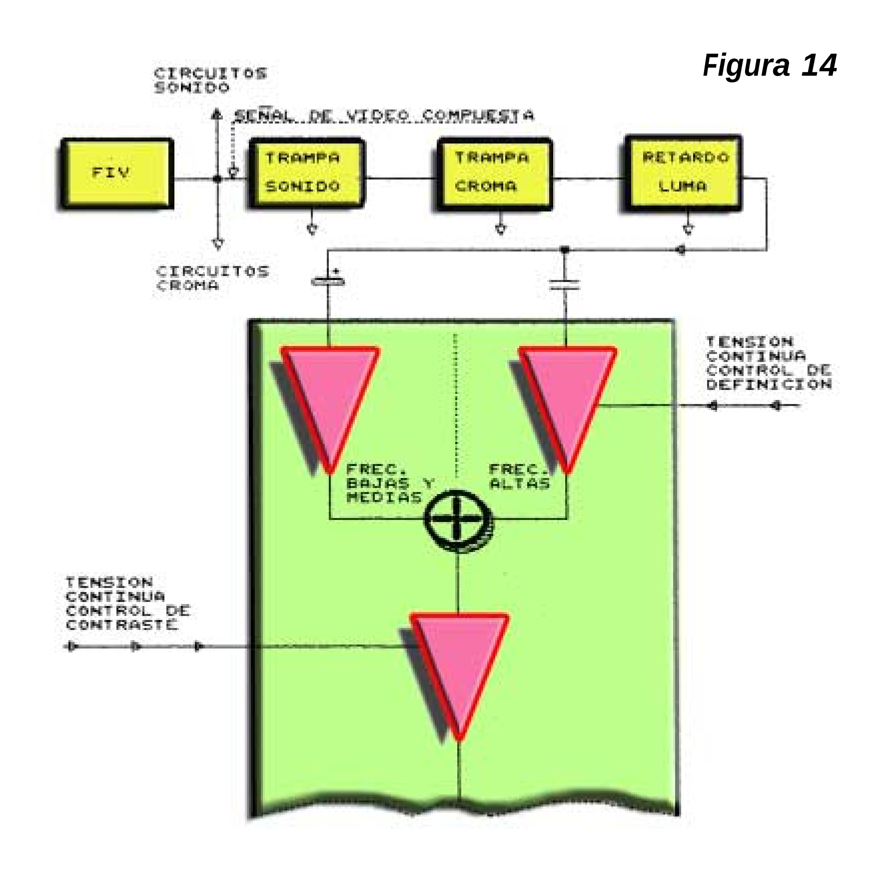


Figura 13

La mayoría de los TVC modernos, tienen un control accesible para el usuario, que permite resaltar los bordes de la imagen, dando una sensación de mayor definición. El mismo control

permite suavizar los bordes de la imagen, dando la sensación de una imagen menos nítida (pero más agradable a la vista, ya que reduce el ruido que puede contener la imagen).



Desde el punto de vista circuital, lo que se hace es el equivalente al control de agudos de un amplificador de audio. En la música, los sonidos de mayor frecuencia se encuentran por lo general en los instrumentos responsables del ritmo (platillos, percusión, etc). Cuando se trata de música, es sencillo imaginarse que el sonido está compuesto de múltiples componentes (basta imaginar una orquesta sinfónica). Cada instrumento puede considerarse un generador de sonido. En el video, cuesta un poco más imaginarse que la señal tiene múltiples componentes; pero esto es enteramente cierto. Las parte más grandes de la imagen tienen componentes de baja frecuencia, en tanto que las partes pequeñas y los bordes de las zonas grandes (si son netos) contienen componentes de alta frecuencia.

Casi todos los TVC tienen un circuito similar. El procesador de LUMA tiene dos entradas: una de frecuencias bajas y medias (50Hz a 2,5MHz) y otra de frecuencias altas (2,5MHz a 4,5MHz). Internamente, cada entrada tiene su propio amplificador: la entrada de bajas y medias, con ganancia fija, y la entrada de alta frecuencia, con un amplificador cuya ganancia está controlada por tensión. Justamente, el control de realce modifica esta tensión haciendo que el contenido de alta frecuencia pueda ser variado por el usuario (vea la figura 14).

La fuente de tensión de control, se fue modificando con el tiempo, originalmente era un simple potenciómetro conectado entre masa y 12V. Luego, con la irrupción de los microprocesadores, los potenciómetros desaparecieron, ya que el

mismo micro posee salidas de CC para controlar los parámetros de la imagen y del sonido. Estas salidas pueden ser también del tipo PWM (por pulso de ancho variable) y, en este caso, entre el micro y la pata de control del procesador de video, existirá un filtro de valor medio del tipo RC.

Por último, las dos señales amplificadas se suman con un sumador resistivo, que junta las dos vías de la señal.

El lector puede observar que ninguna de las dos entradas conserva la componente continua, ya que ambas tiene acoplamiento capacitivo. Por lo tanto, la componente continua deberá ser recuperada posteriormente, para evitar severas distorsiones de matiz.

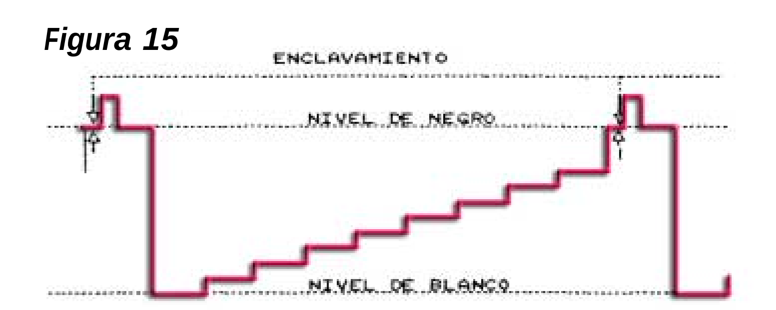
LOS CONTROLES DE BRILLO Y DE CONTRASTE

Una vez conformada la señal, en lo que respecta a su respuesta en frecuencia, debe corresponderse con su amplitud (contraste) y con el nivel de brillo medio de la imagen (componente continua).

El control de contraste se realiza en un amplificador controlado por tensión, similar al responsable del realce, pero que en este caso amplifica la señal completa. La tensión puede ser modificada por el usuario con el control de contraste.

Si a la señal de LUMA le agregamos una componente continua con otro potenciómetro, estamos agregando el control que nos faltaba: el de brillo. Pero el circuito así construido, no tiene restaurada la componente continua de la imagen original y provoca errores de matiz. La restauración emplea una característica distintiva de la señal de video: cada 64µS, en el pedestal anterior del pulso de sincronismo horizontal, la emisora transmite una muestra de color negro. Restaurar la componente continua significa lograr que este sector de la señal de LUMA permanezca constante, en un valor fijado por el control de brillo (figura 15). No todos los TVC tienen la misma polaridad

Figura 15



de la señal de video. En realidad coexisten aparatos con la polaridad mostrada en la figura 15, y que se llaman de video directo, con otros donde la señal de video está invertida (pulsos de sincronismo hacia abajo y blancos hacia arriba), que se llaman de video inverso. En todos los casos el procesador realizará las necesarias inversiones de señal, de modo que las señales de salida R V A tengan polaridad inversa, para que a máxima amplitud de las mismas se obtenga un blanco sobre la pantalla.

EL ENCLAVADOR DE VIDEO

La función de enclavar el nivel de negro, al valor que fija el control de brillo; lo realiza el circuito enclavador de video. Este circuito es un simple transistor usado como llave, que se cierra con una señal realimentada desde el circuito horizontal. Esta señal tiene dos nombres, de acuerdo al origen del TVC. Los fabricantes europeos lo llaman pulso de Sand Castle (literalmente castillo de arena, en alusión a su forma). Los fabricantes Japoneses lo llaman BPG (iniciales de BURST PULSE GENERATOR, pulso separador del burst, ya que ésa es su principal función, figura 16).

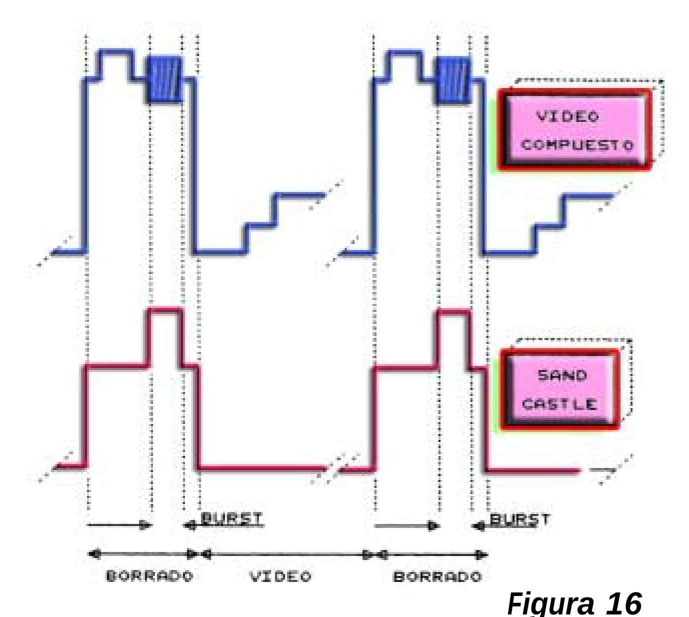


Figura 16

En el interior del circuito integrado, este pulso se procesa para obtener tres pulsos diferentes: pulso de enclavado,

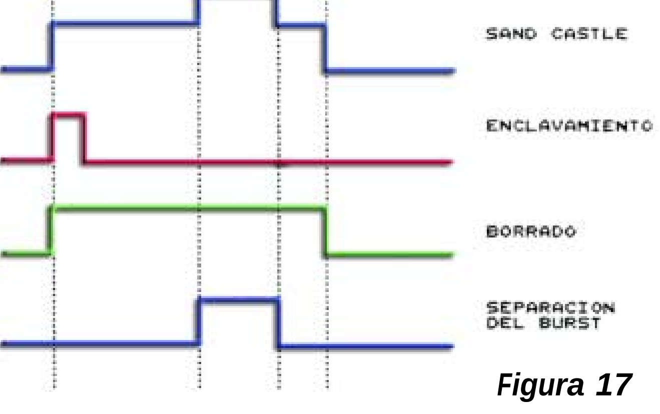


Figura 17

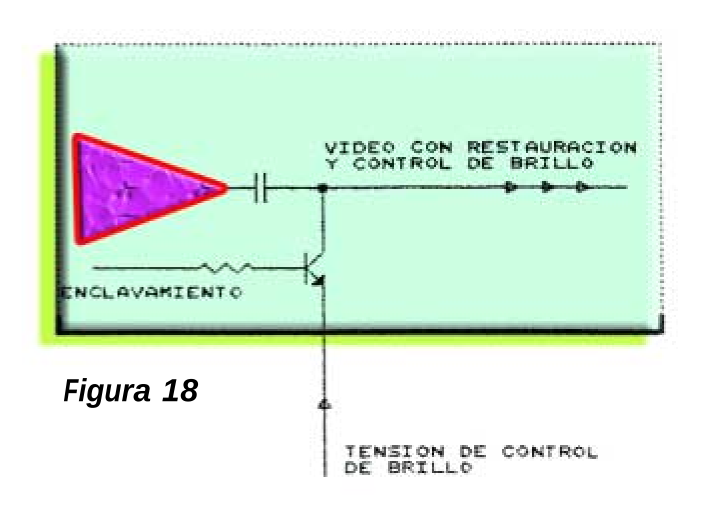


Figura 18

pulso separador del burst y pulso de borrado (figura 17). El pulso enclavador es el que se utiliza para excitar al transistor llave. En la figura 18, se muestra un circuito que cumple con la restauración de la componente continua y el agregado del control de brillo. En realidad, los circuitos utilizados en los procesadores son algo más complejos, pero el ofrecido permite entender con facilidad el proceso.

Dado que el circuito de restauración utilizado ajusta el nivel de negro al valor fijado por el control de brillo, se puede decir que el contraste varía tan sólo los puntos blancos de la imagen y se tranforma, por lo tanto, en un control de blanco. Dicho de otra manera, para ajustar correctamente los controles de un TV color; se debe primero quitar completamente el color con el control de saturación, luego ajustar las zonas negras de la imagen, para que apenas se note un brillo mínimo sobre ellas, y luego ajustar el brillo, para que se observen claramente las partes blancas de la misma.

LOS CIRCUITOS DE BORRADO

A pesar de que la emisora envía nivel de negro o de infranegro, durante el sincronismo horizontal y vertical, los CIs de procesamiento de LUMA/CROMA incluyen circuitos de borrado. El motivo de este agregado, que parece superfluo, debemos buscarlo en la posibilidad de variación del contraste y del brillo. En efecto, si el contraste se lleva a mínimo y el brillo a máximo, el borrado de la emisora puede no ser suficiente. Cuando un TVC tiene una falla en los borrados, se visualiza como la presencia de algunas rayas finas blancas o de color, sobre algún sector de la pantalla (falta de borrado vertical), y una especie de velo sobre el borde izquierdo, sobre el derecho o sobre ambos (falta de borrado horizontal). En algunos casos, sólo se visualizan las rayas, pero siempre la falla es afectada por los controles de brillo y contraste (figura 19).

Para borrar adecuadamente los retrazados de ambas deflexiones, se debe cortar los transistores de salida R, V, A, mientras dure el retrazado. En algunos viejos TVC, el borrado se realizaba directamente en esas etapas, pero en la actualidad se realiza a nivel del procesador de LUMA/CROMA. Los circuitos suelen ser muy simples, ya que sólo se necesita que las señales de salida del procesador vayan a nivel cero, cuando la entrada de borrado va a nivel alto. Si el procesador tiene salida de R, V, y A, solamente las tres salidas deben ser cortadas al mismo tiempo. Si el procesador tiene salida de diferencias de color, es necesario cortar las cuatro señales de salida; es decir: R-Y, A-Y, V-Y e Y (figura 20).



Figura 19

LA SEÑAL DE BORRADO COMPUESTA

Por lo visto hasta aquí sabemos que el procesador de LUMA/CROMA tiene una patita de entrada de borrados. En esta entrada se deben incluir los dos

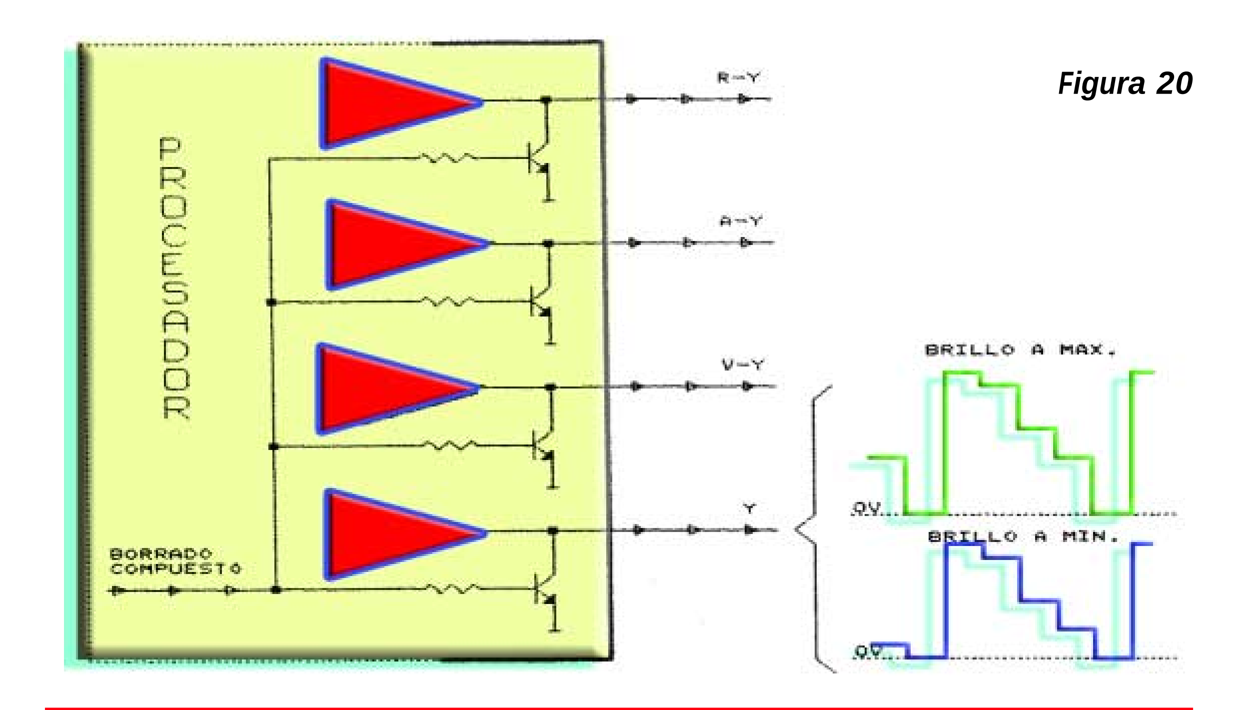


Figura 20

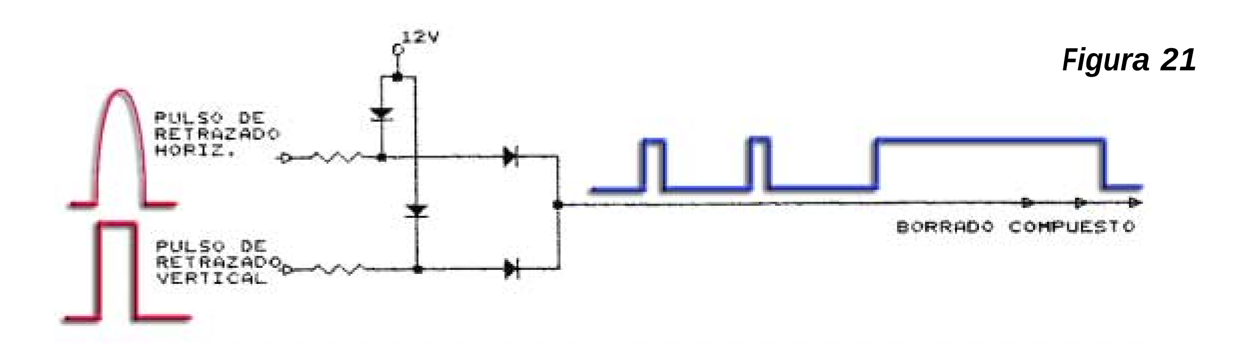


Figura 21

borrados; es decir que la señal de borrado es compleja ya que contiene los dos borrados, que provienen de las dos etapas de deflexión. En general, esta señal se obtiene de un sumador a diodos y un limitador de amplitud, tal como se observa en la figura 21.

Los TVC europeos generan una señal de SAND CASTLE especial, llamada SSC (SUPER SAND CASTLE) que contiene, además de los elementos mencionados anteriormente, el borrado vertical. De esta manera, el fabricante del TVC evita el uso de complicados circuitos de generación de borrado compuesto, ya que esta señal se genera internamente en el circuito integrado generador de barridos y sólo basta con interconectar una pata de este integrado con otra del procesador de LUMA/CROMA (figura 22).

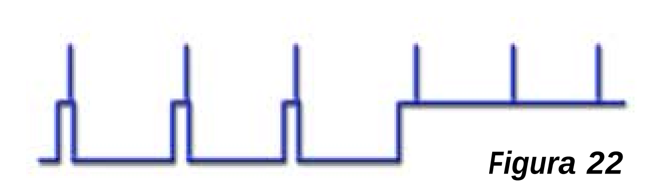


Figura 22

EL RETARDO DE LUMINANCIA

El circuito de retardo más elemental es el circuito integrador. Si se trata de retardar una señal senoidal, dicho circuito cumple perfectamente con su cometido. Pero el retardo es función de la frecuencia y por lo tanto, si pretendemos usarlo con una señal poliarmónica (y la señal de video lo es), encontraremos que cada componente tendrá su propio retardo y no será posible ajustar el retardo de LUMA y CROMA con precisión.

Una línea de transmisión (plana o coaxil) tiene un retardo constante dentro de su banda de funcionamiento. En los primeros TVC que se fabricaron en EEUU, se recurría al uso de un rollo de línea coaxil de 75 ohm, para lograr los retardos

necesarios de la LUMA. Es obvio, que el espacio ocupado por este método y su costo aguzaron el ingenio de los fabricantes, que tomaron un camino alternativo y reemplazaron la línea física común por otra, fabricada a propósito para que tuviera un retardo mayor, con menores dimensiones. El circuito equivalente de una línea de transmisión coaxil (o de constantes distribuidas) se muestra en la figura 23, en lo que se da en llamar circuito equivalente de constantes concentradas.

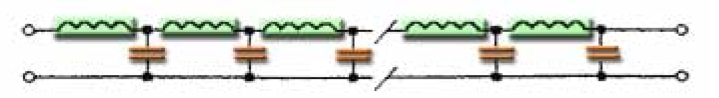


Figura 23

El retardo aumenta cuando aumentan L o C. Por lo tanto, si construimos una línea de constantes distribuidas, tratando de que estos valores se magnifiquen, lograremos la buscada reducción del tamaño. La construcción que se puede observar en la figura 24 consiste en utilizar, como base para un bobinado, un tubo de cartón metalizado, que oficia como placa de masa de los capacitores. El bobinado no es lineal, sino que contiene solapados para aumentar la inductancia por unidad de longitud. La otra placa del capacitor distribuido es el alambre del bobinado. En la actualidad, esta construcción se reemplaza simplemente con un circuito de constantes concentradas. En general para los retardos buscados (300 a 450 nS) se utilizan cinco etapas LC, que garantizan un funcionamiento adecuado, con algunas pequeñas ondulaciones de la respuesta en frecuencia (figura 25). La impedancia característica normalizada para estas líneas de retardo es de 1kΩ o de do 2kΩ y debe tenerse en cuenta en el momento de reemplazarlas, ya que si se cargan inadecuadamente, se produce un efecto de oscilación en los bordes netos de la imagen.



Figura 24

En los TVC de última generación, la línea de retardo de LUMA se reemplaza por circuitos electrónicos del tipo de transferencia de cargas, que serán explicados en el curso superior de TV. Esto permite que los modernos procesadores de LUMA/CROMA posean en su interior el retardo de LUMA, evitándose de ese modo el agregado de un componente costoso.

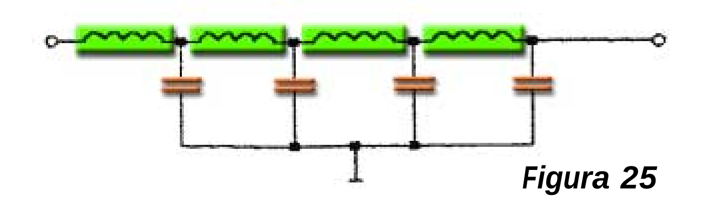


Figura 25

EL DECODIFICADOR DE COLOR

LA SEPARACION DE CROMA

Vimos que en la señal de video compuesto coexisten LUMA y CROMA. También vimos como una trampa evitaba que la señal de CROMA accediera a los circuitos de LUMA. Ahora estamos en el caso absolutamente opuesto. De la señal de video compuesto, debemos rechazar la LUMA y seleccionar la CROMA. Los circuitos utilizados son similares, sólo que conectados de otra manera. Una trampa serie anula la CROMA de la señal de video, en cambio una trampa paralelo la selecciona (figura 26).

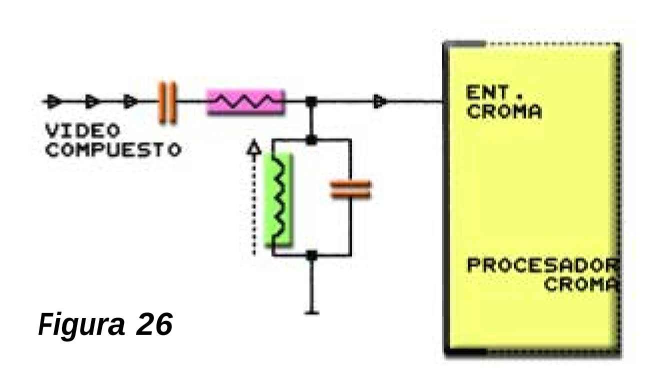


Figura 26

El circuito resonante se sintoniza justo a la frecuencia de la subportadora de color y deberá dejar pasar un ancho de banda de aproximadamente 1MHz, para no afectar la modulación, que como ya sabemos, es de amplitud y fase.

Cuando se separa la señal de CROMA de la señal de video, la forma de señal que queda es la que se puede observar en la figura 27. Se observa una señal de frecuencia fija en el valor de la subportadora de color que varía en amplitud y en fase. Ya sabemos que la fase indica el matiz y la amplitud el nivel de saturación. La señal va variando en función de las zonas coloreadas de la imagen; pero sin embargo una parte de la señal es repetitiva. Esta parte es el pulso de BURST, que es la señal de sincronismo para la sección de color. Recordemos que la señal de color, se transmite con el método de la portadora suprimida (o mejor deberíamos decir de la subportadora suprimida) sobre todo para evitar problemas de compatibilidad en los TV de B&N.

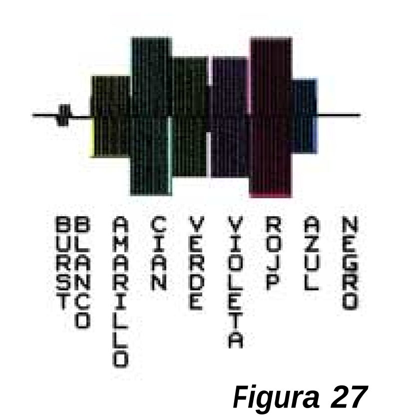


Figura 27

Es conocido que cuando una transmisión se realiza con portadora suprimida, no puede ser demodulada si antes no se restituye la portadora suprimida. Por esto, otros sistemas transmiten una portadora piloto de baja amplitud. Pero las normas de TVC no usan portadora piloto, sino que utilizan el método de transmitir una muestra de la portadora suprimida, durante un pequeño intervalo de tiempo (un poco después del pulso de sincronismo horizontal). Este pulso se llama BURST y es una muestra de unos 10 ciclos de la subportadora con una fase fija de 180 grados en NTSC, o con una fase de 135° o 225° en PAL (según si se está transmitiendo una línea par o una línea impar).

EL OSCILADOR DE REGENERACION DE PORTADORA

En la emisora, existe un oscilador de subportadora; en el receptor existe otro; ambos deben estar enganchados entre sí, para que el color aparezca estable en la pantalla. El nexo de comunicación entre ambos circuitos, es el pulso de BURST. Como el color es extremadamente sensible a las variaciones de fase entre ambos osciladores, se provee al receptor del oscilador más estable que se conoce en la electrónica, que es el oscilador a cristal. Pero aún debemos conseguir que ambos osciladores oscilen enganchados en fase; ya que si lo hacen a la misma frecuencia, pero con fases diferentes, los colores de la pantalla son estables pero diferentes a los de la escena (recordar que la fase da el matiz). Se agrega para el mantenimiento de la fase, un circuito de CAFase (Control Automático de Fase) que analiza la fase del oscilador de regeneración de subportadora y genera una tensión continua de error, que controla al oscilador (figura 28).

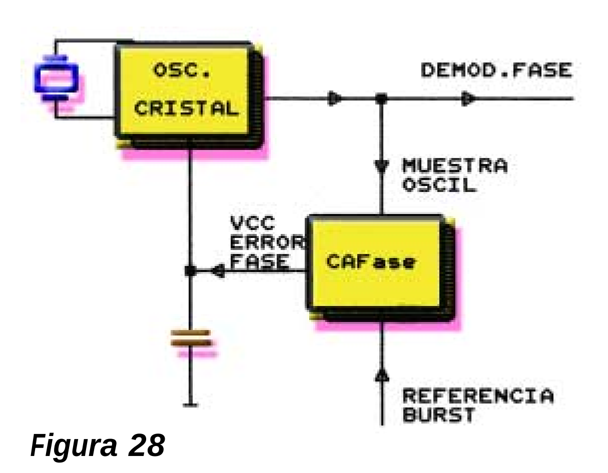


Figura 28

El oscilador a cristal, también se llama VCO que significa oscilador controlado por tensión (VOLTAGE CONTROLLER OSCILATOR). Se trata de un circuito que oscila a la frecuencia dada por el cristal, pero que puede modificarla leve-

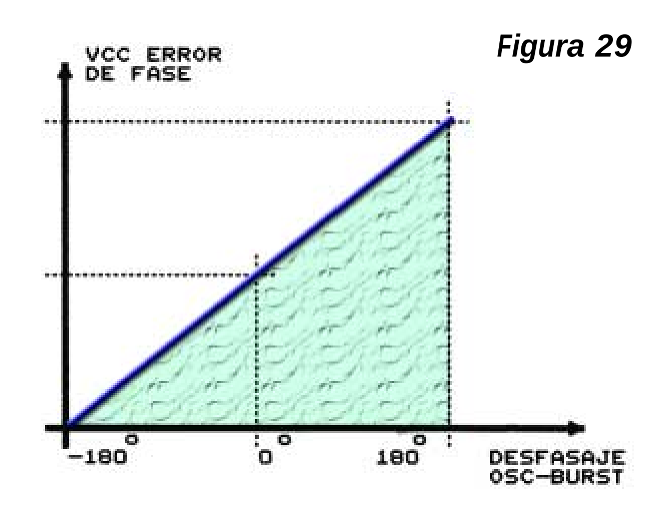


Figura 29

mente, en función de una tensión continua aplicada desde el exterior. En una palabra, tiene una curva de respuesta V/F (tensión-/frecuencia) que se puede observar en la figura 29.

La señal de referencia del CAFase es el pulso de burst, que se obtiene de una etapa especial de separación. Su función es obtener una señal que sólo contenga el burst, sin señal de croma, ya que ésta tiene variaciones de fase, que pueden alterar el sincronismo del VCO. Se trata de una llave electrónica, que funciona enganchada con el pulso de gatillado del burst (ver capítulo cuatro).

Los únicos elementos externos al circuito integrado decodificador de CROMA son el cristal y el filtro de la tensión continua de control.

Para simplificar el estudio, vamos a analizar primero un procesador para NTSC solamente, luego analizaremos un procesador PAL y posteriormente un binorma y un trinorma.

Algunos procesadores, presentan dos patas de conexión para el cristal, que normalmente se indican como XTAL1 y XTAL2. Otros, sólo presentan una pata que se indica como XTAL (figura 30).

La diferencia está en el circuito interno del procesador, en el primer caso el cristal se usa como elemento de realimentación positiva, para producir las oscilaciones. En el segundo caso, se puede decir que en la única pata de conexión del integrado, se produce un efecto de resistencia negativa, que compensa la resistencia equivalente de pérdidas del cristal. El resultado es una resistencia total levemente negativa, que produce la oscilación.

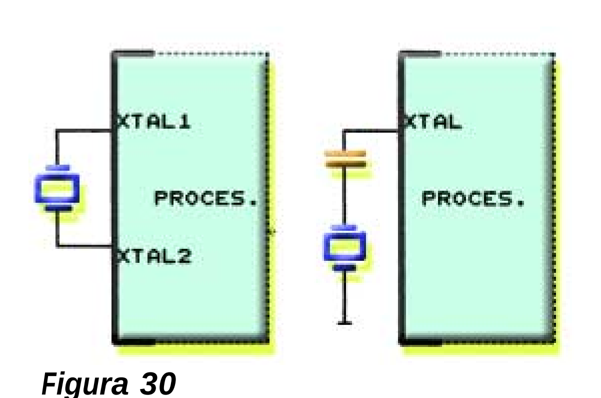


Figura 30

El cristal puede tener en serie un capacitor fijo o variable, o no tener ninguno; todo depende de la marca y modelo del procesador, y de la precisión del cristal. En general, los cristales NTSC se fabri-

can en tal cantidad, que las tolerancias de fabricación son mínimas y no requieren un capacitor variable en serie; sí pueden requerir un capacitor fijo cuando el procesador presenta diferentes tensiones continuas entre sus patas, o si es de una sola pata (esa pata siempre tendrá potencial con respecto a masa). Si el cristal es para PALB, también se fabrica en grandes cantidades, de modo que no necesita capacitor variable es serie. Sólo cuando se usan cristales para PALN (Argentina, Uruguay, Paraguay) o para PALM (Brasil) que se produce en mucha menor cantidad, se agrega un capacitor variable en serie, que compensa las diferencias de producción (figura 31).

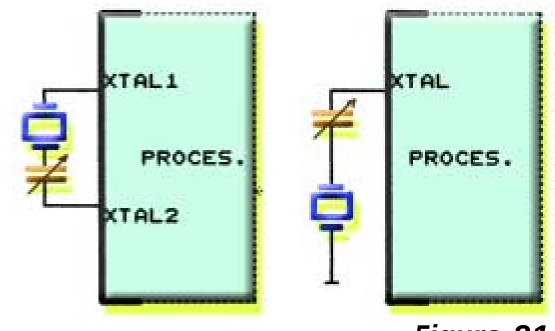


Figura 31

El capacitor variable, ajusta la frecuencia libre del oscilador de regeneración de portadora; que es la frecuencia a la cual oscila el VCO cuando no está enganchado con el burst. El método de ajuste se verá en un apartado especial.

El filtro RC de la tensión continua de error, cumple una función de alisamiento de la tensión de error. La tensión de error, normalmente cambia con lentitud (por ejemplo por la deriva térmica del cristal del TV); un cambio rápido puede ser debido a la captación de ruido sobre el burst. En este caso, sería preferible que no existieran cambios en la tensión de error, ya que no obedecen a una razón real, sino a un ruido introducido externamente al sistema. El filtro elimina el problema, pero genera otro. En efecto, cuando el CAFase está desenganchado (durante un cambio de canal o durante un encendido del TV) e intenta engancharse; la fase del burst y del generador de referencia se están desplazando constantemente y la tensión de error es una tensión continua con una alterna superpuesta. En este caso el filtro al anular la alterna dificulta el enganche del oscilador porque lentifica la respuesta. Todo lo anterior hace que el filtro tenga un diseño especial con dos capacitores y un resistor para que alise los ruidos pero no afecte negativamente el tiempo de reenganche. En la figura 32 se puede observar el filtro completo y su respuesta en frecuencia.

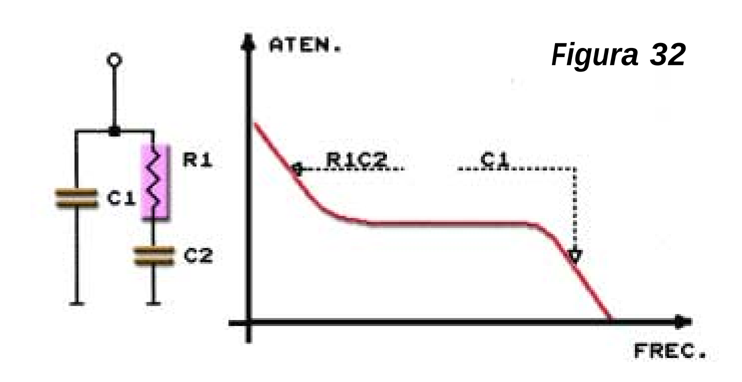


Figura 32

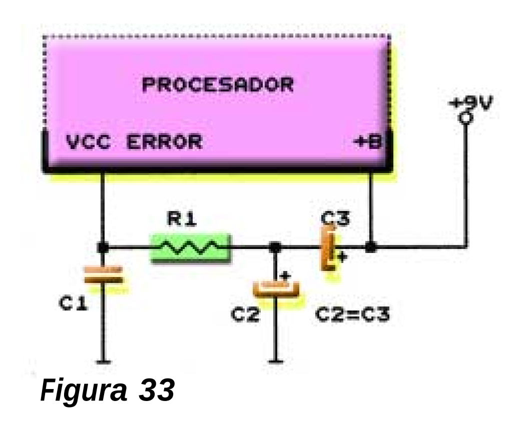


Figura 33

C1 afecta el funcionamiento para las altas frecuencias de ruido, incluyendo el ripple a la frecuencia de la subportadora, en cambio R1C2 afectan el funcionamiento de las frecuencias más bajas del ruido y en el reenganche. Este filtro sufre algunos cambios secundarios, que mejoran el funcionamiento durante el encendido del TV y cuando la tensión de fuente del procesador tiene algo de ripple (figura 33).

Con la disposición original del filtro, cuando el TVC arranca, C2 (figura 32) está descargado y puede demorar el enganche hasta que se carga a su tensión normal de trabajo (generalmente 4,5V). En cambio, en el circuito de la figura 33, en cuanto aparecen los 9V de fuente, C2 y C3 forman un divisor capacitivo que carga los capacitores a la mitad de la tensión de fuente, en forma instantánea. En el funcionamiento como filtro, C2 y C3 están en paralelo para la CA.

EL AMPLIFICADOR DE COLOR

El circuito decodificador de color y oscilador de regeneración de portadora, deben funcionar independientemente de la amplitud de la señal de CROMA. La CROMA puede tener distintos valores en función de la fuente de señal (emisoras, videocaseteras, videojuegos, etc.) que no siempre operan con valores normales de modulación. Por otro lado, las emisoras pueden ser distantes y la CROMA separada contiene ruido y posiblemente una merma en su amplitud. El amplificador de color deberá amplificar la CROMA hasta un valor adecuado y fijado por el diseño del procesador (en general 1V pico). Si la señal de entrada oscila entre los valores especificados; que pueden ser de 50 mV a 500 mV, el primer amplificador ajusta su ganancia para obtener la señal normalizada de 1V en su salida. En la figura 34, se observa que el circuito es una combinación de amplificador controlado por tensión y detector de nivel de pico de salida.

El circuito funciona de la siguiente manera. Cuando se conecta la fuente, C1 comienza a cargarse y aumenta la amplificación progresivamente. Si supone-

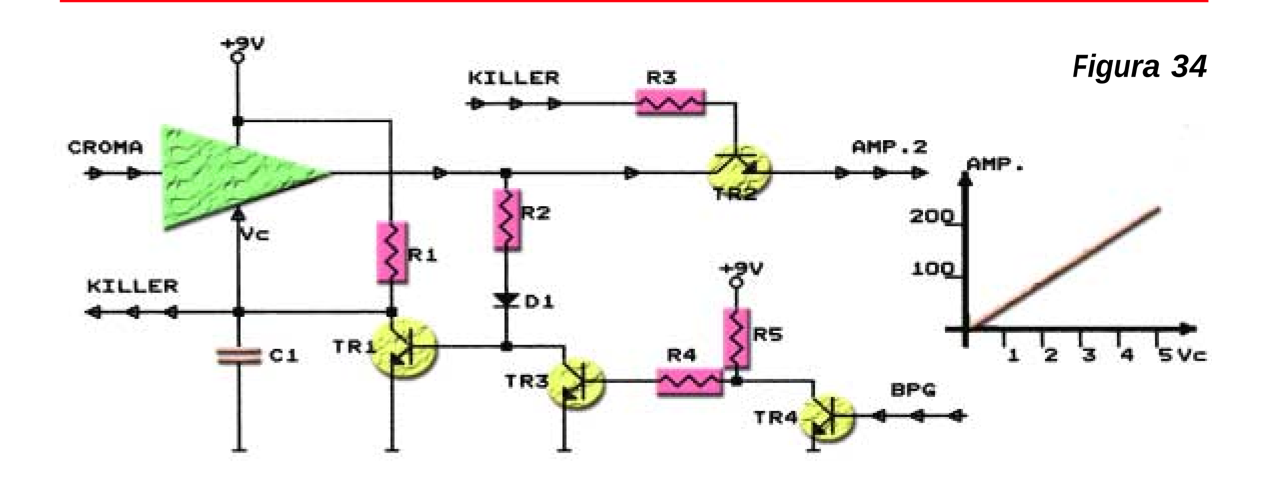


Figura 34

mos que la barrera de D1 y de la juntura BE de TR1 son de 500mV, recién cuando la salida llegue a 1V de pico, TR1 conducirá y descargará levemente a C1, de modo que se forma un lazo de realimentación de CC que mantiene estable la salida.

Si no existieran TR3 y TR4, el sistema tomaría como valor de ajuste al máximo de la CROMA. Pero este valor depende de la imagen tomada por la cámara. Si ésta tuviera realmente poco color, nuestro sistema aumentaría la ganancia incorrectamente. El único valor constante de la señal de CROMA es el burst y nuestro sistema debe ser sensible sólo a la amplitud del burst. TR4 se excita con el pulso BPG (BURST PULSE GENERATOR o generador de pulsos de burst) que coincide en el tiempo con el pulso de burst. De este modo, TR4 conduce y TR3 se corta durante el burst, permitiendo que opere el ajuste de ganancia. El resto del tiempo TR3 está saturado y el sistema de ajuste no opera, haciéndose por lo tanto insensible a la señal de color de la imagen.

Cuando más pequeña es la entrada de CROMA, mayor es la tensión Vc y mayor la ganancia del amplificador. Pero debe establecerse un límite, porque también se amplifica el ruido y el color aparece con puntos de ruido de color.

El procesador contiene una etapa llamada COLOR KILLER (literalmente: asesino de color); este bloque recibe información desde diferentes etapas del procesador, las analiza y si alguna de esas etapas no funciona correctamente, corta el color en la salida del amplificador, de manera que los decodificadores de color se quedan sin señal. Como la LUMA se procesa por separado, el TVC sigue trabajando pero en B&N. Es decir que siempre se prefiere una señal monocromática relativamente buena, antes que una señal de color con mucho ruido o con lo colores cambiados o cambiantes. La misma tensión Vc (cuando supera un valor determinado) es quien le informa al COLOR KILLER que la señal de CROMA de

entrada es baja. El KILLER envía una tensión baja a la base de TR2 y corta el camino de la CROMA amplificada hacia el resto del circuito.

OTRO AMPLIFICADOR DE COLOR

En el primer amplificador de color, se normalizó la salida de la señal de croma a un valor determinado por el fabricante del procesador. Pero el usuario debe tener la posibilidad modificar la saturación según su deseo. Por lo tanto, se debe agregar un nuevo amplificador que modifique la amplitud de la CROMA por medio de una tensión continua controlada por el usuario. Tal como se realiza con el control de brillo, en los TVC antiguos, esta tensión continua se genera con un potenciómetro conectado sobre los 12 V; en cambio, en los modernos viene desde el microprocesador.

En realidad lo que se modifica no es la amplitud de toda la señal, sino sólo la parte correspondiente a la imagen. La amplitud del burst se debe mantener constante cuando se opera el control de saturación. Es decir que el amplificador deberá ser un amplificador gatillado por el pulso BSP, de manera que conserve una ganancia fija mientras dura el pulso de burst y una ganancia ajustable por el usuario entre 0 y un valor máximo, durante el resto del tiempo. En la figura 35 se puede observar un circuito típico. Podemos notar que todos los componentes son internos al procesador; sólo existe una conexión al exterior, que es precisamente la entrada de control de saturación. En realidad la tensión de control no sólo cambia cuando se opera el control de saturación. Cuando se opera el control de contraste la tensión de saturación debe variar automáticamente; en caso contrario la imagen tendrá un valor de saturación incorrecto. Esto se consigue relacionando internamente ambas tensiones de control con circuitos adecuados, que cambien el color cuando se aumenta el contraste, pero que no modifiquen el contraste cuando se cambia el color.

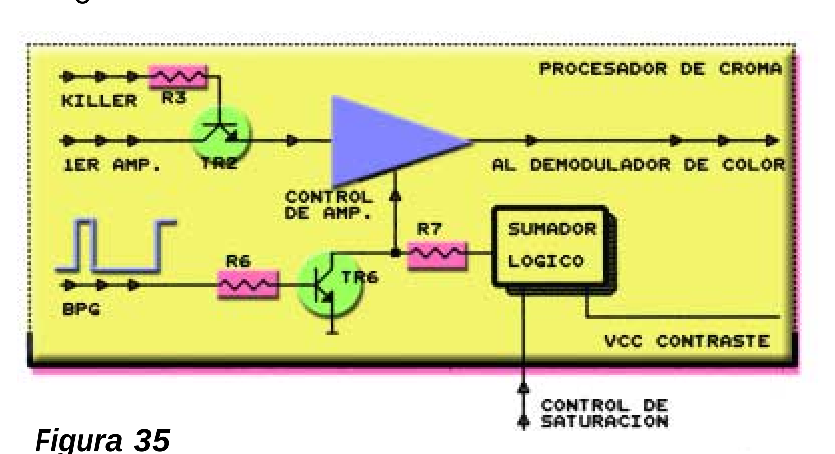


Figura 35

COMO SE REALIZA LA REPARACION DE APARATOS DE TELEVISION

INTRODUCCIÓN

A la hora de reparar un televisor se deben tener en cuenta una serie de consideraciones. Los TV color actuales presentan cambios notables con respecto a los primeros de fines de los 70, como por ejemplo mayor compactación, incremento de funciones, mayor vida útil del aparato, inclusión de control remoto y funciones adicionales, sonido estéreo, efectos digitales en pantalla, mejora en el color y nitidez de las imágenes, etc.

La mayoría de estos avances son posibles debido al empleo de circuitos integrados de alta escala de integración, a las mejoras en el tubo de imagen, al empleo de las técnicas digitales y a la implementación de protocolos de comunicación, factores que a su vez han transformado de una manera muy importante el concepto del servicio. En efecto, en años anteriores bastaba con dominar las leyes y fundamentos de los sistemas analógicos, para tener una idea clara de la operación general del aparato y por lo tanto de los procedimientos de reparación necesarios; sin embargo, actualmente estos conocimientos no son suficientes, puesto que con la necesidad de reparar secciones digitales, es preciso dominar también algunos conceptos de microprocesadores, memorias, buses de datos y control, etc.

Por otra parte, en los equipos del 2000 en adelante, muchos ajustes se realizan desde el control remoto o desde el panel frontal, como son los de linealidad y altura vertical, anchura horizontal, sub brillo y otros que antes se efectuaban con resistores variables o "presets", lo que implica una lógica de "reparación" completamente distinta a la tradicional, puesto que ni siguiera hay que manipular directamente al aparato, ni hace falta osciloscopio u otro instrumento auxiliar.

El técnico reparador cuenta entonces con el control remoto y una serie de ajustes que se incluye en el manual de servicio del equipo. Esto siginfica que gran parte de las fallas se localizan por software, de manera parecida (aunque en forma muy rudimentaria) a como ocurre en las computadoras personales y otros sistemas a mi-

croprocesador. Esto significa que la reparación de los televisores modernos en algunos aspectos se ha simplificado, mientras que en otros se ha complicado o simplemente ha cambiado la lógica del procedimiento. Es por ésto que el técnico debe contar con la preparación, información e instrumental suficientes para ofrecer un servicio calificado.

Hoy es preciso que posea instrumental apropiado, el diagrama del equipo, información sobre el modo de servicio del Tv, etc. En esta obra presentaremos diferentes fallas y sus soluciones, mostrando cuál es el método empleado para la localización de fallas, sin embargo, comenzaremos con conceptos básicos sobre televisores antiguos, utilizando al osciloscopio como instrumento de apoyo.

REPARANDO TELEVISORES CONVENCIONALES

Evidentemente, la utilización de un osciloscopio con recursos propios para señales de TV resulta muy interesante a la hora de reparar receptores, lo que significa que los equipos adecuados para el trabajo con TV poseen algunas diferencias en relación con los osciloscopios de uso general.

Los osciloscopios para servicios específicos en TV, poseen como importante recurso la posibilidad de sincronizar la imagen con la propia señal de video, eligiéndose el componente vertical de baja frecuencia (cuadro) y el componente horizontal (línea), para la observación de toda la imagen o solamente de una línea, según se desee. Cabe aclarar que en la actualidad el 90% de los osciloscopios convencionales ya poseen estas características.

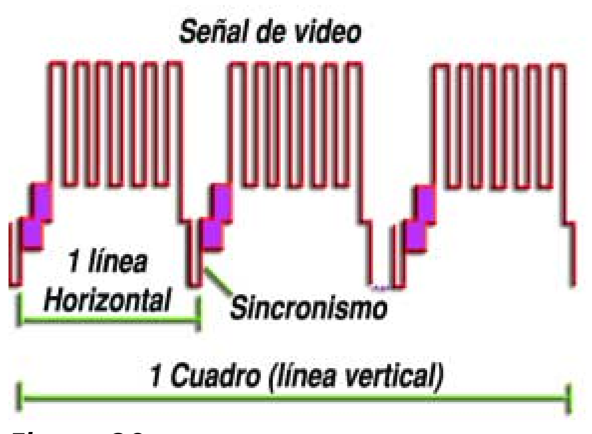


Figura 36

En la figura 36 tenemos la forma de onda típica de una señal de TV, tal como ya hemos estudiado.

Cuando elegimos el disparo en la posición **TV-V o TV-campo (Field)**, aparece la señal corres-

pondiente a una pantalla completa o a un campo, según muestra la figura 37.

La señal puede estar con polarización positiva o negativa (figura 38), lo que debe ser tenido en cuenta en su interpretación.

Por otro lado, si elegimos el disparo (TRIG) en el modo **TV-H o TV-line** (línea), tendremos la observación de la señal correspondiente a una línea de la señal de video, según muestra la figura 39. Algunos osciloscopios solamente sincronizan la señal de línea si el pulso es negativo, lo que hay que tener en cuenta al tomar del televisor la muestra para análisis.

Es importante observar que el retiro de la señal del circuito de un televisor, exige cuidados en función de la frecuencia involucrada y también de la propia intensidad.

Fabricantes como Hitachi resaltan, por ejemplo, que los circuitos convencionales de osciloscopios hacen el retiro directo de la señal de video con un circuito simple como muestra la figura 40(a), o como máximo con un filtro RC (figura 40b), lo que causa problemas de dificultad de sincronización tanto por la adaptación de características como por el corte de componentes en alta

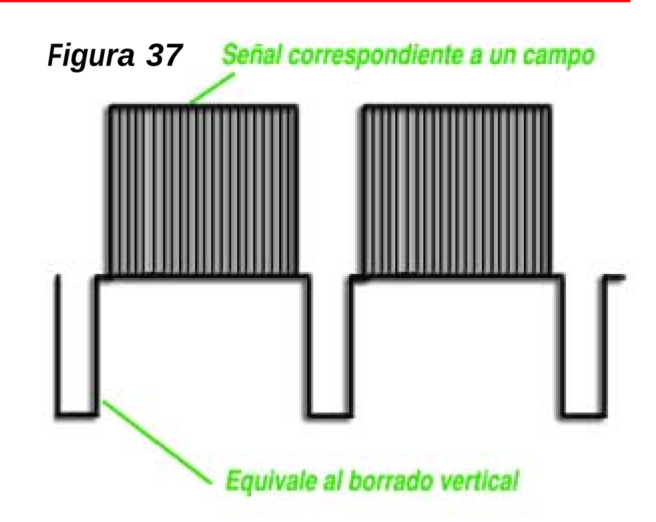


Figura 37

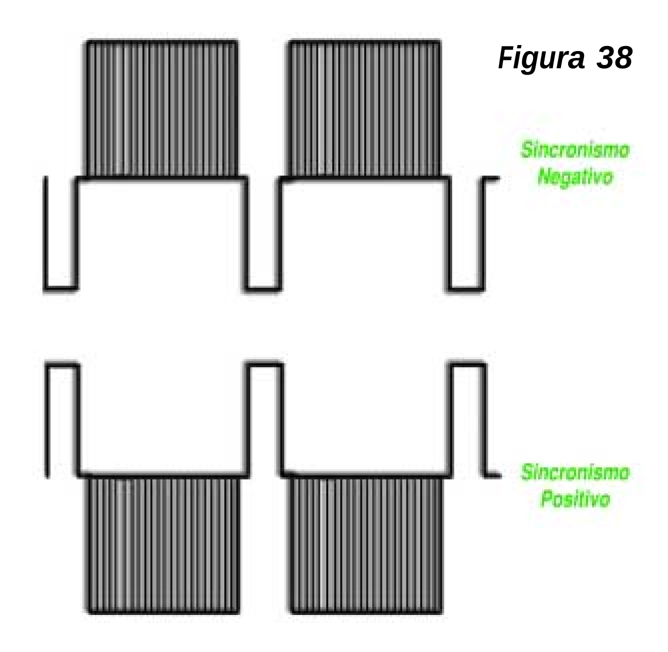
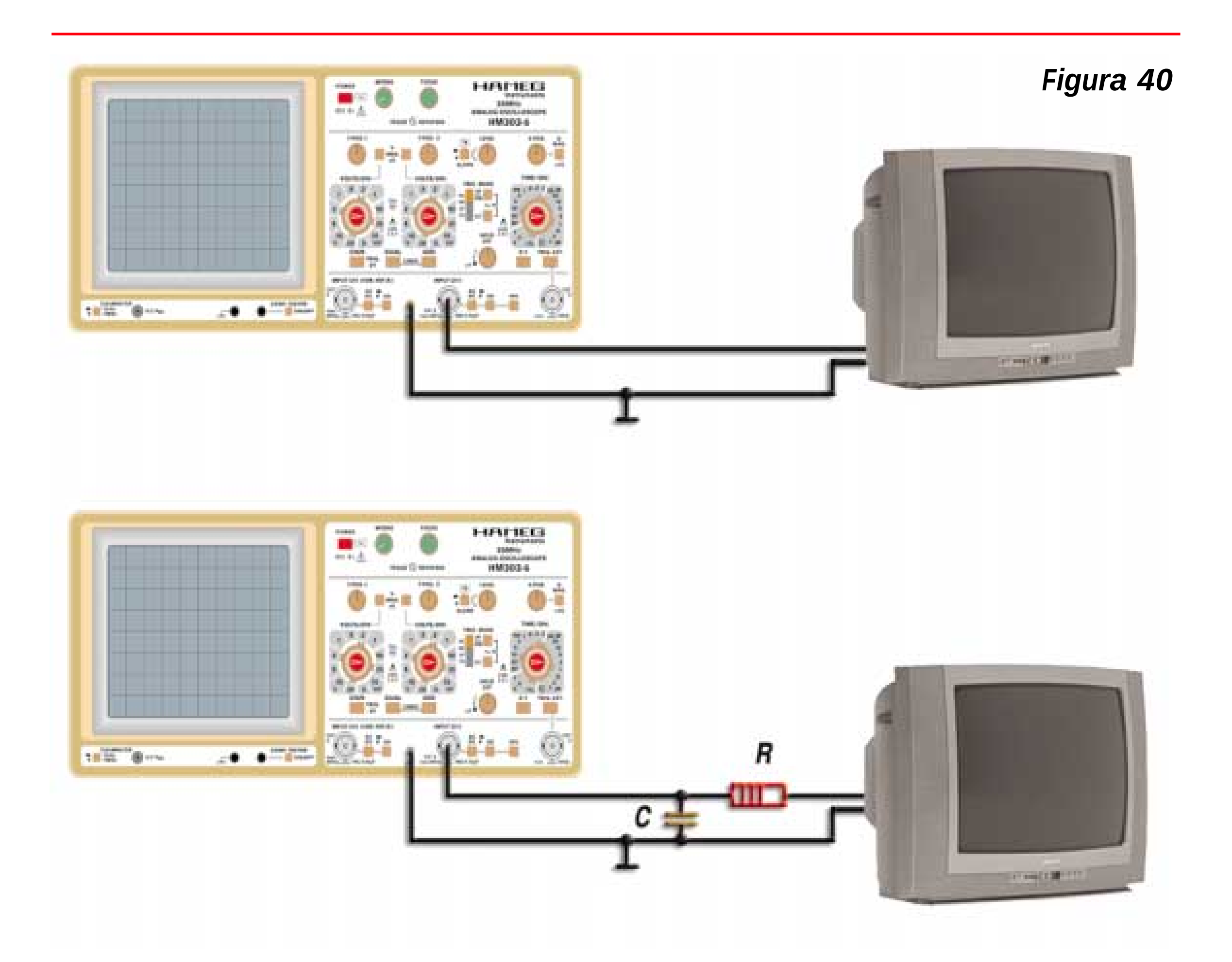


Figura 38

Figura 39

Figura 40



frecuencia (caso b). Los circuitos que emplea Hitachi, en cambio, son más elaborados.

En la figura 41 tenemos el circuito usado por Hitachi, que separa los pulsos de sincronismo de la componente de alta frecuencia, facilitando así la obtención de una imagen estable.

Es importante observar que en los televisores encontramos básicamente 3 tipos de señales:

a) *Las señales del sector de audio, que son semejantes a las de cualquier amplificador convencional.*

b) *Las señales de altas frecuencias generadas en el propio aparato, que son dos osciladores de barrido y del circuito receptor de alta frecuencia en el selector de canales como el conversor/mezclador.*

c) *Finalmente tenemos las señales que son recibidas por el televisor a partir de una estación y que son procesadas por los circuitos.*

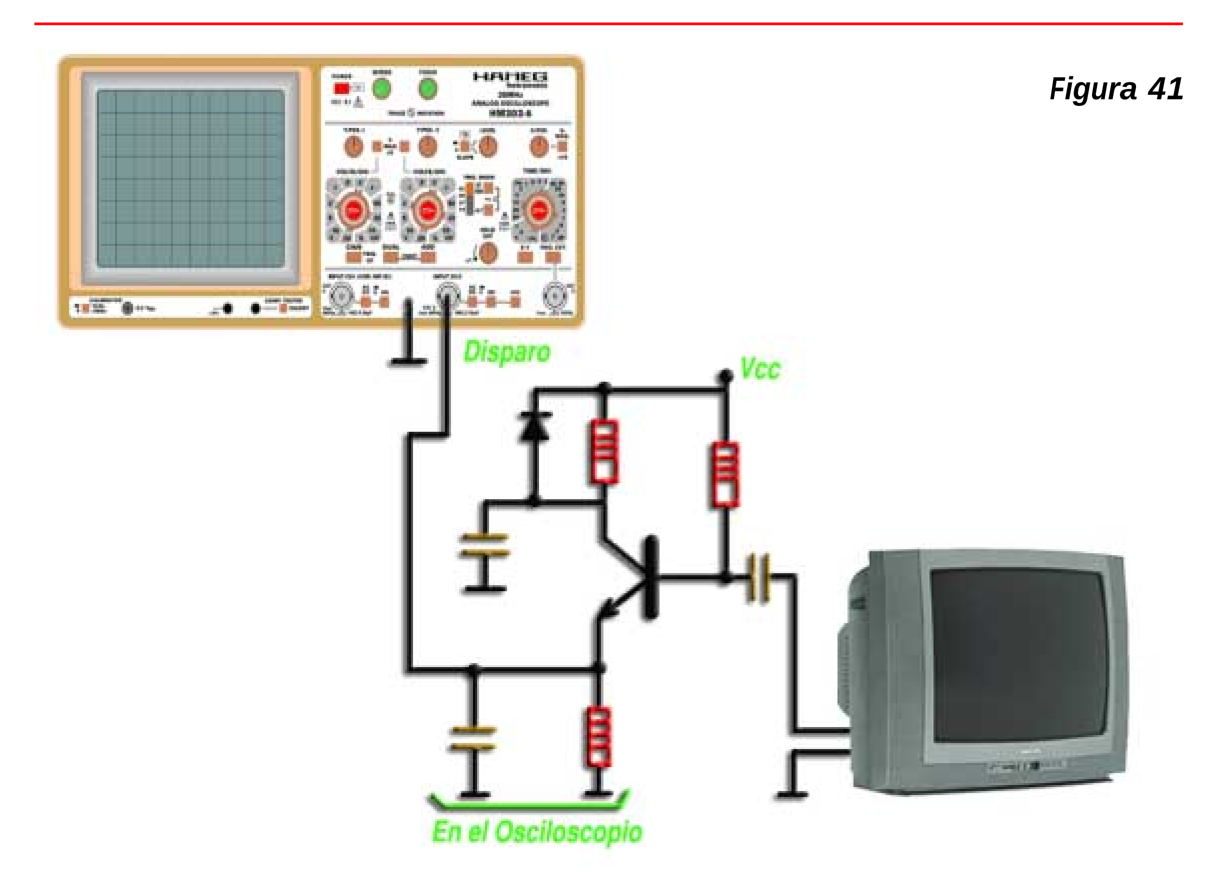


Figura 41

En los televisores a color tenemos circuitos adicionales que operan tanto con señales recibidas como con señales generadas en el propio aparato.

EL TRATAMIENTO DE LAS PUNTAS DE PRUEBA DEL OSCILOSCOPIO

La mayoría de los diagramas de televisores poseen indicaciones de las formas de ondas en los principales puntos con indicaciones que facilitan al técnico la detección de eventuales anomalías.

Debemos alertar al lector que en la mayoría de los televisores existe una tolerancia de más o menos 20% en la amplitud de las señales indicadas, lo que podría llevar al técnico de menos experiencia a pensar que hay una etapa con falta de ganancia u otro problema, al observar una diferencia de este orden en una señal, según muestra la figura 42. También es importante notar que en los manua-

Figura 42

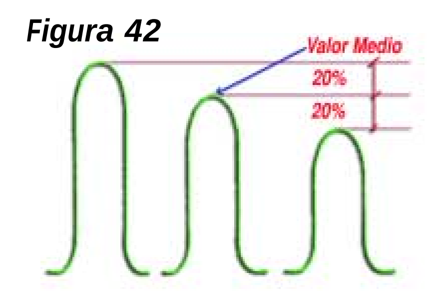


Figura 43

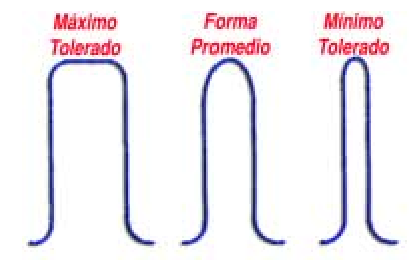


Figura 44

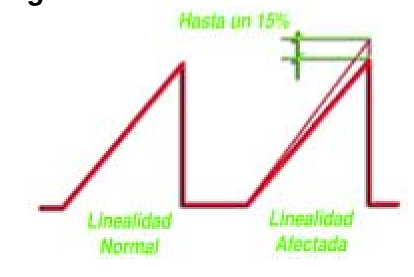
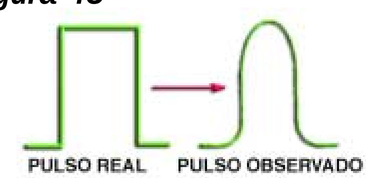


Figura 45



les de servicio de muchos televisores están previstos los procedimientos para ajuste y pruebas con salidas para el osciloscopio en la propia placa de circuito impreso, lo que facilita mucho el trabajo del técnico.

Para los pulsos que aparecen en muchos puntos de un aparato de TV, también debe ser considerada una tolerancia en relación con la forma y el ancho.

Esta tolerancia es ejemplificada en la figura 43, donde tenemos el valor indicado o medio y los dos extremos de formas y valores que, sin embargo, no significan que el aparato tenga algún tipo de problema.

Un caso importante a ser considerado en un televisor es que algunas señales tienen como exigencia básica la linealidad. Esto es válido por ejemplo, para la señal diente de sierra de deflexión. Una variación de esta linealidad provoca problemas de imagen, como se muestra en la figura 44. La linealidad puede ser observada fácilmente en el osciloscopio y hasta podemos medirla con una regla. No debe superar el 15% de lo permitido, para un funcionamiento normal.

Para observar formas de onda en las diversas etapas, un osciloscopio de hasta 20MHz sirve perfectamente para la localización de fallas. En la observación de los pulsos es muy importante que el osciloscopio tenga una buena respuesta en este límite de frecuencia, para que podamos constatar cualquier deformación, sin peligro de pensar que la misma se debe al circuito analizado, cuando en la realidad es provocada por los circuitos amplificadores del propio osciloscopio, como muestra la figura 45.

Los pulsos de sincronismo son ejemplos de puntos críticos en la observación, ya que los mismos pueden sufrir este tipo de deformación en el propio osciloscopio si éste no está debidamente calibrado, o presentar alguna anomalías de operación.

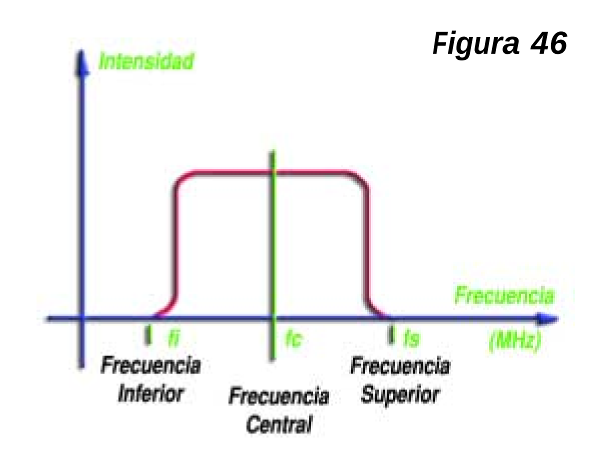
Como el receptor de TV opera con banda lateral vestigial, ocurren deformaciones en el pulso luego de ser detectado, después de lo cual el mismo sufre una serie de integraciones que lo llevan a la forma original. La interpretación errónea de estas fases intermedias de procesamiento del pulso pueden llevar al técnico a deducir que algo va mal en el televisor, cuando en realidad esto no ocurre.

Esto puede ocurrir cuando el técnico no posee un diagrama con las formas de onda previstas e intenta él mismo deducir lo que encuentra.

VERIFICACIÓN DE FORMAS DE ONDA EN EL TV

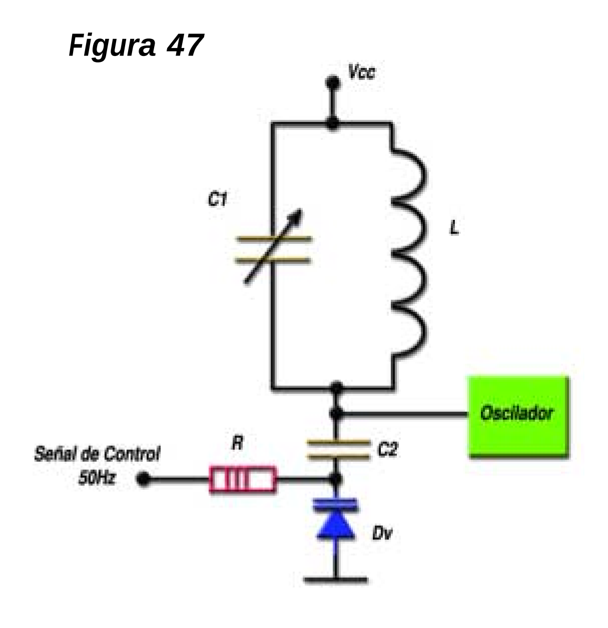
La verificación de las formas de onda y del comportamiento de los circuitos de los televisores exige el empleo de algunos instrumentos adicionales importantes. El primer instrumento a ser considerado es el generador de barrido. Este aparato es de extrema utilidad en la verificación de circuitos resonantes, no sólo de televisores sino también de receptores en general.

Figura 46



El principio de funcionamiento de este aparato es simple: Se trata de un generador que barre continuamente una banda predeterminada de frecuencias, según muestra la figura 46. Los modelos antiguos usaban motores que hacían girar las placas de un capacitor variable, que controlaba la frecuencia de un circuito oscilador. Hoy contamos con técnicas más avanzadas que van desde el uso de circuitos sintetizadores de frecuencia hasta simples varicaps.

Figura 47



En la figura 47 tenemos un ejemplo del circuito que puede ser usado

con la finalidad indicada. Aplicando una señal de 50Hz en el varicap, la frecuencia del oscilador varía entre el valor máximo y el valor mínimo 50 veces por segundo.

¿Cómo puede usarse el generador de barrido para analizar un circuito resonante?

Vamos a suponer que deseamos ajustar una etapa de FI de un receptor de radio (o incluso de TV). Para eso centralizamos la frecuencia del generador de barrido en el valor que corresponda a la etapa de FI, por ejemplo 455kHz.

El generador alimenta el circuito resonante y proporciona la señal de sincronismo para el osciloscopio simultáneamente. Esta señal de sincronismo corresponde justamente a la frecuencia de 50Hz con que la frecuencia generada (455kHz) varía entre los dos extremos de la banda ajustada (por ejemplo entre 400 y 500kHz), según sugiere la figura 48.

Cuando conectamos este circuito, la frecuencia del barredor comienza a correr entre los dos extremos ajustados, por ejemplo partiendo de 400kHz. A medida que la frecuencia aumenta, el circuito resonante va a responder a esta señal, y conforme nos acercamos a la frecuencia de resonancia, la tensión en los

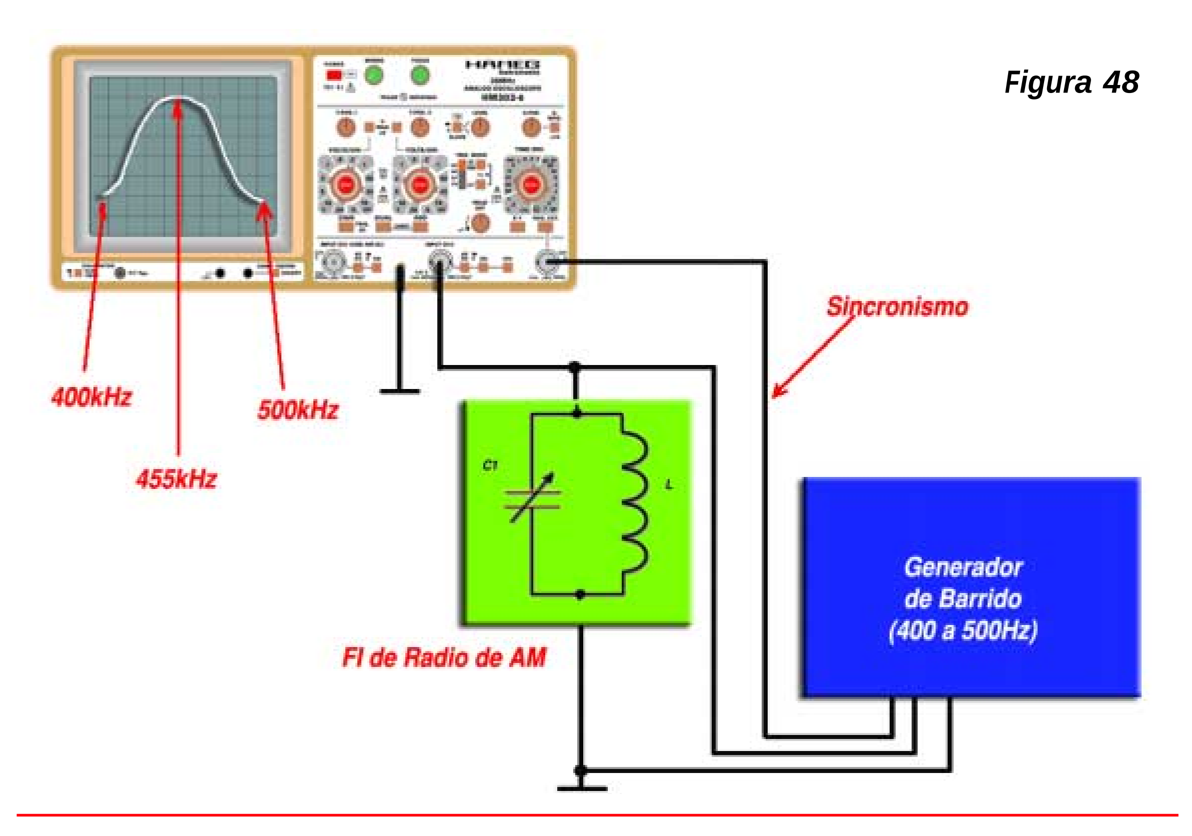


Figura 48

extremos del circuito resonante aumenta. Con la variación de la frecuencia aplicada, podemos ver en la pantalla del osciloscopio exactamente la respuesta del circuito. A medida que nos aproximamos a la frecuencia superior ajustada en el barredor, la respuesta cae. El barrido de la banda se hace 50 veces por segundo, lo que significa la obtención de una imagen continua que facilita la observación de lo que ocurre.

En la figura 49 mostramos un modo de utilizar el Generador de Barrido para verificar la respuesta de frecuencia de ajuste de una etapa de FI de un televisor. El generador de barrido es ajustado para producir una señal en la banda de 38 a 48MHz.

La salida del generador es conectada a la entrada de la etapa mezcladora de FI del televisor, mientras que la señal de barrido de 50Hz está conectada en la entrada de sincronismo externo del osciloscopio (el cual debe estar conmutado para esta función). Ajustamos tanto la ganancia horizontal como la vertical del osciloscopio para obtener una imagen estable. La salida de la señal hacia la entrada vertical, es tomada después del detector de video. Obviamente, éstos son sólo algunos aspectos a tener en cuenta. En el próximo volumen, en la sección práctica, se analizará la forma de realizar ajustes en los televisores convencionales.

****

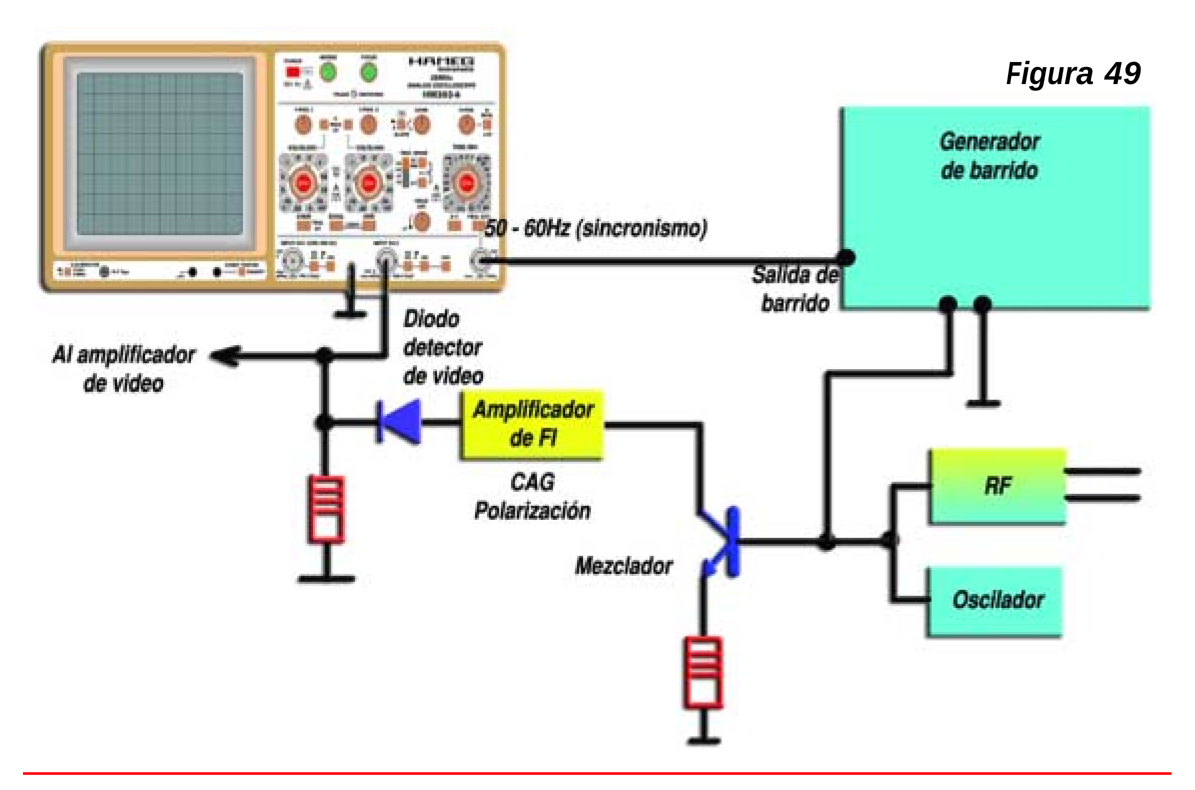


Figura 49


SABER
ELECTRONICA
EDICION ARGENTINA
WEB ELECTRONICA
CLUB
SE
Curso Superior de
TV Color
Los Detectores Sincrónicos
y las Matrices de Color
El Decodificador de Color
El Decodificador Multinorma
El Sincronismo
Diagnóstico de Fallas en TV Color
3
REP. ARGENTINA, $5,90
9 789871 116195
00003





PRESENTA

Curso Superior de

TV Color

volumen 3

Autores: Ing. Alberto H. Picerno, Ing. Horacio D. Vallejo

Los Detectores Sincrónicos y las Matrices de Color
El Decodificador de Color
El Decodificador Multinorma
El Sincronismo
Diagnóstico de Fallas en TV Color

Editado por:
EDITORIAL QUARK S.R.L.
Herrera 761/63 (1295) Buenos Aires, Argentina
Tel./fax: (0054-11) 4301-8804

Director: Horacio D. Vallejo

Impresión: Mariano Mas, Bs. As., Argentina - noviembre 2003.

Distribución en Argentina: Capital: Distribuidora Cancellaro e Hijo SH, Gutenberg 3258, Buenos Aires - Interior: Distribuidora Bertrán S.A.C., Av. Vélez Sarsfield 1950, Buenos Aires
Distribución en Uruguay: Rodesol, Ciudadela 1416, Montevideo.
Distribución en México: Saber Internacional SA de CV, Cda. Moctezuma Nº 2, Esq. Av. de los Maestros, Col. Santa Agueda, Ecatepec de Morelos, México. (0155) 5839-5277/7277
Distribución en Colombia, Venezuela, Ecuador, Perú, Paraguay, Chile y Centroamérica: Solicitar dirección del distribuidor al (005411)4301-8804 o por Internet a:

www.webelectronica.com.ar

ISBN Obra Completa: 987-1116-19-5

Prólogo

Obra compuesta de 6 tomos independientes que enseña teoría y reparación de televisores a color.

Por ser un curso, los lectores tienen apoyo a través de Internet, por medio de claves de acceso a **www.webelectronica.com.ar** que se publican en cada volumen.

Este texto es la Segunda Serie del Curso Completo de TV Color del Ing. Picerno, por lo cual posee temas tratados en dicho libro. Los dos primeros tomos tratan aspectos generales de distintos bloques de televisores convencionales y describen características generales que hacen a la transmisión de televisión. Si bien en los dos primeros volúmenes se trató la reparación de equipos, recién en este tomo se comienzan a describir fallas y soluciones en equipos comerciales.

La descripción de las etapas que componen un receptor se realiza teniendo en cuenta la evolución de la tecnología, tratando incluso, los sistemas microcontrolados actuales. En esta entrega se analizan los siguientes temas:

Los Detectores Sincrónicos y las Matrices de Color
El Decodificador de Color
El Decodificador Multinorma
El Sincronismo
Diagnóstico de Fallas en TV Color

INDICE

LOS DETECTORES SINCRONICOS Y LAS MATRICES DE COLOR

INTRODUCCIÓN

Todo procesador de CROMA, en su primera sección, nos entrega dos importantes señales : A) La CROMA amplificada y B) La portadora regenerada.

La CROMA amplificada contiene la informacion de matiz como modulación de fase y la saturación, como modulación de amplitud. Se trata de una señal con portadora suprimida; por lo tanto, el primer proceso que se realiza con ella es adicionarle la portadora regenerada. Al realizar esto, obtenemos una señal idéntica a la existente en el transmisor antes de suprimir la portadora.

Si enviamos esta señal a un detector de amplitud y a un detector de fase obtendremos como salida de los detectores, la saturación y la fase de cada punto de color de la pantalla. Esta información, en realidad, no sirve para nada, ya que la estructura del receptor es tal, que lo que se requiere son las componentes R, V, A de cada punto de la pantalla. Realizar un decodificador de R, V, A, en función del matiz y la saturación, es muy complejo y caro. El camino mas económico y simple, es obtener directamente las señales de diferencia al rojo y diferencia al azul (R-Y y A-Y) que fueron las señales utilizadas durante el proceso de modulación en la emisora. Luego, partiendo de esas señales y con la señal Y obtenida del procesador de LUMA, se obtiene la señal V-Y y por último, con las tres señales de diferencia de color y, con la señal Y, se obtienen las señales R, V y A, si se trata de un decodificador con dichas salidas.

OBTENCIÓN DE LAS SEÑALES R-Y Y A-Y CON DETECTORES COMUNES

Si simplemente se corre la fase del generador de regeneración de portadora, de manera de obtener la fase correspondiente al rojo y se le suma la croma

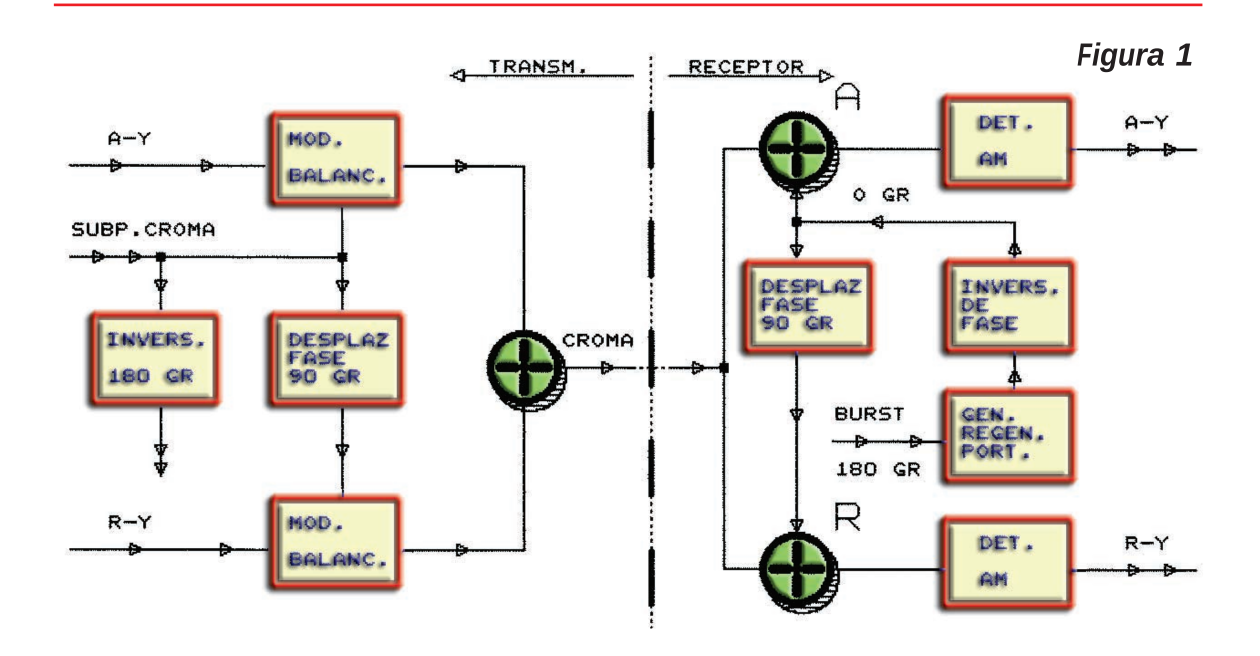


Figura 1

amplificada, se obtiene una señal modulada en amplitud con la componente R-Y, sin ningún contenido de A-Y. Esto no es casual, simplemente se realizó la operación inversa a la realizada en el transmisor. Luego, un detector a diodo me permite recuperar R-Y, tal como era originalmente en el transmisor. El mismo proceso, pero con una subportadora que tenga la fase correspondiente al azul, me permite recuperar la señal A-Y. En la figura 1 se observa el circuito del modulador del transmisor y su inversa, el circuito detector del receptor.

El circuito detector es muy simple, se complica algo porque el burst se transmite a 180°, por lo tanto, para obtener la fase del azul, se debe invertir la fase del generador de regeneración. Obtenida la fase de 0°, ésta se aplica directamente al sumador de A. Pasando la señal de 0° por un desfasador de 90° se obtiene la portadora para el sumador R.

El circuito real de cada bloque es sumamente simple. Si dejamos de lado el generador de regeneración de portadora, el inversor de fase es un simple transistor inversor, el desplazador de 90° es una

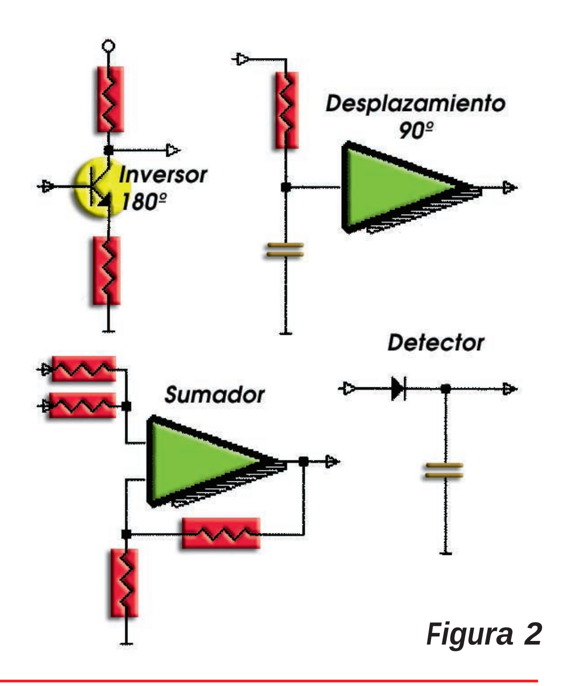


Figura 2

Figura 3

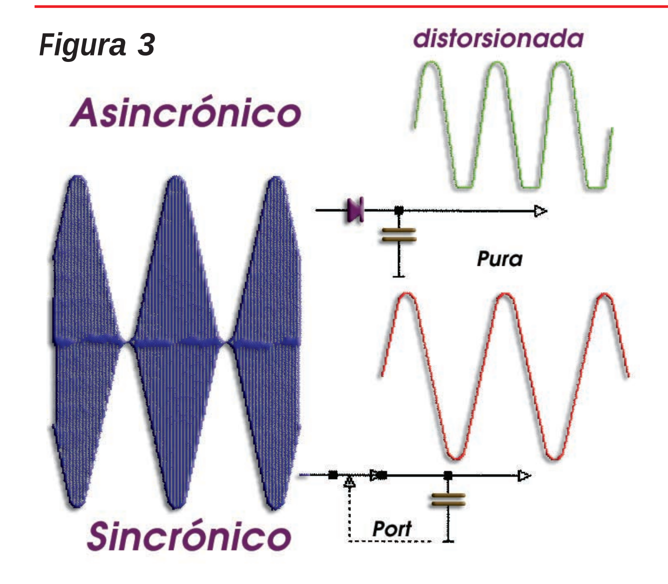


Figura 4

red RC y un amplificador operacional, los sumadores son matrices resistivas y amplificadores, y los detectores son un simple diodo y un capacitor. Ver figura 2.

El problema de los detectores a diodo (o detectores asincrónicos) es que presentan un rendimiento de detección, que es función de la amplitud. Con tensiones de entrada alta, detectan correctamente, pero con tensiones bajas tienen poca salida (o ninguna, si la entrada es menor que 600mV y el diodo es de silicio). Por este hecho, se utilizan otro tipo de detectores llamados detectores sincrónicos.

LOS DETECTORES SINCRÓNICOS

Se trata de realizar un detector que no distorsione a máxima modulación de AM. En la figura 3 mostramos la salida distorsionada de un detector a diodo y la correcta de un sincrónico a llave.

El detector a diodo distorsiona cuando estamos en el valle de la modulación; porque en ese lugar la RF tiene baja amplitud.

El detector sincrónico es una llave electrónica, que se cierra en el máximo de la portadora (igual que el diodo) y carga el

capacitor con el valor pico que tenga la RF en ese momento. La llave no es más que un transistor que conduce en los picos positivos de la subportadora, pero a diferencia del simple diodo, esta llave se cierra siempre, incluso si el pico de la portadora tiene muy baja amplitud. Ver figura 4.

Con tensiones bajas de la señal de la subportadora, TR1 permanece abierto. Cuando la subportadora supera la tensión de barrera TR1, éste conduce y se satura, el emisor llega prácticamente al valor del colector, esto a su vez, hace conducir a TR2 y el pico de RF existente en ese momento en el colector, se transfiere al emisor, cargando a C2. La carga dura muy poco tiempo, porque C1 termina cargándose y reduce la corriente de base de TR1, de modo que éste deje de conducir.

Durante el resto del tiempo, C1 que está cargado, se descarga levemente sobre R2, hasta que la portadora supere nuevamente a la barrera BE de TR1 más la carga del capacitor, momento en que TR1 conduce nuevamente por un pequeño intervalo de tiempo.

La señal obtenida depende de la fase de la subportadora. Si se coloca la subportadora regenerada con 0°, se obtiene A-Y; si se coloca la subportadora regenerada con 90, se obtiene R-Y. La figura 1 se modifica levemente cuando se usan detectores sincrónicos (vea la figura 5).

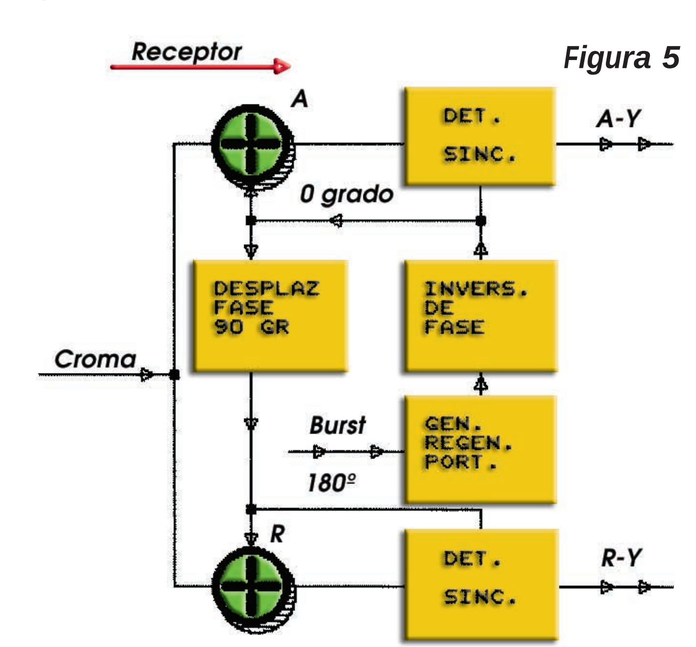


Figura 5

LA MATRIZ PARA OBTENER V-Y

Existen dos criterios en el diseño de los TVs. Uno es que el procesador entregue las tres señales de diferencia de color y el otro es que entregue directamente las señales de color RVA. En ambos casos, las matrices son diferentes y, por lo tanto, los estudiamos en puntos distintos.

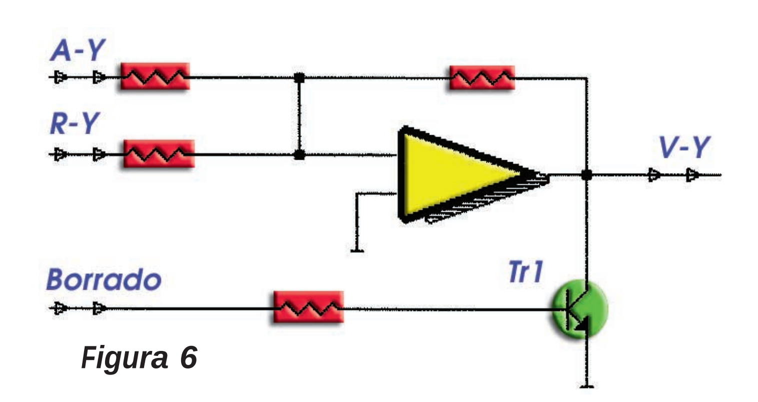


Figura 6

Una matriz es un conjunto de sumadores e inversores, obtenidos con amplificadores operacionales. El circuito se diseña a partir de las ecuaciones matemáticas fundamentales de la colorimetría. Para los lectores que tienen conocimientos de matemáticas, vamos a presentar las fórmulas y de ellas deducir los circuitos. La fórmula general de la colorimetría nos indica las proporciones de R, de V y de A, necesarias para generar un color blanco en la pantalla. De allí partiremos para obtener la señal V-Y a partir de A-Y y R-Y.

$$0{,}30R+0{,}59V+0{,}11A=Y$$

$$0{,}30R+0{,}59V+0{,}11A= (0{,}30+0{,}59+0{,}11)Y$$

porque $(0{,}30+0{,}59+0{,}11) =1$

$$0{,}30R+0{,}59V+0{,}11A=0{,}30Y+0{,}59Y+0{,}11Y$$

$$0{,}30\ (R-Y) +0{,}59\ (V-Y) +0{,}11\ (A-Y) =0$$

$$0{,}59\ (V-Y) =-0{,}11\ (A-Y) -0{,}30\ (R-Y)$$

$$V-Y= -0{,}11/0{,}59\ (A-Y) -0{,}30/0{,}59\ (R-Y)$$

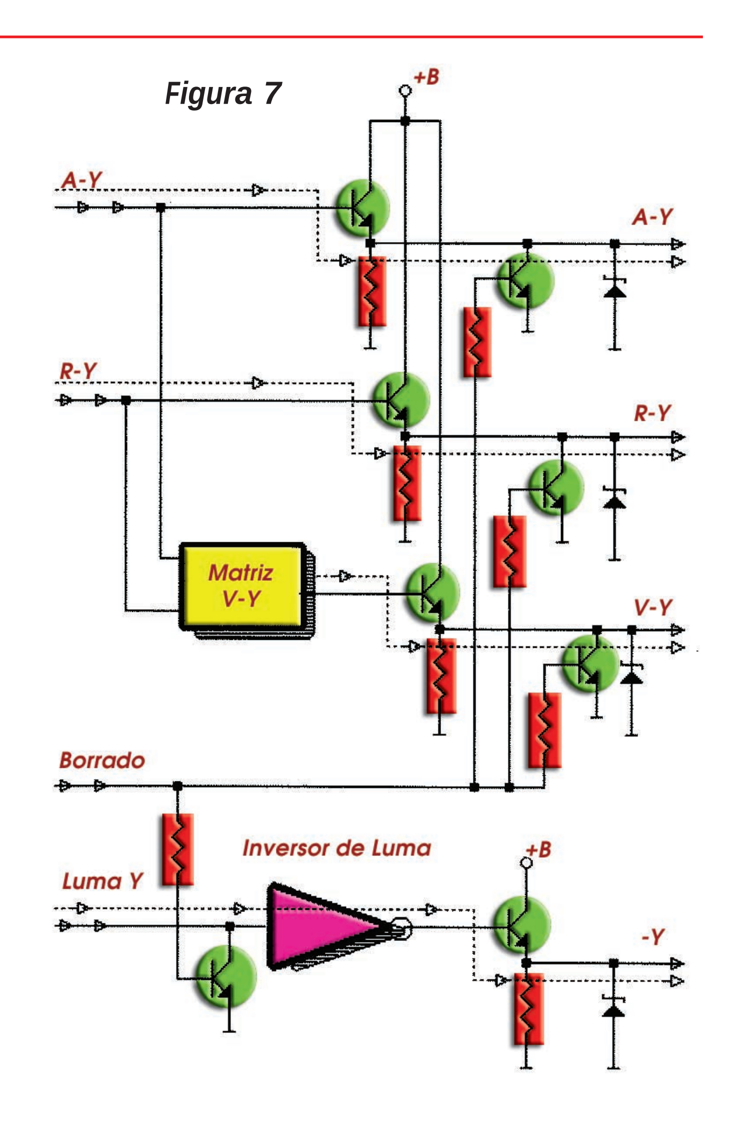
$$V-Y= -0{,}186\ (A-Y) -0{,}51\ (R-Y)= -[0{,}186(A-Y)+0{,}51(R-Y)]$$

La fórmula final nos permite armar un circuito que sintetice V-Y, en función de A-Y y R-Y, tal como se muestra en la figura 6.

La sencillez del circuito nos exime de mayores comentarios, salvo el agregado de TR1. La señal de LUMA tiene el borrado incluido, pero éste es inútil, si la etapa de salida tiene excitación por las salidas de diferencia de color; por eso se agregan tres transistores que operan como llaves de borrado de las diferencias de color.

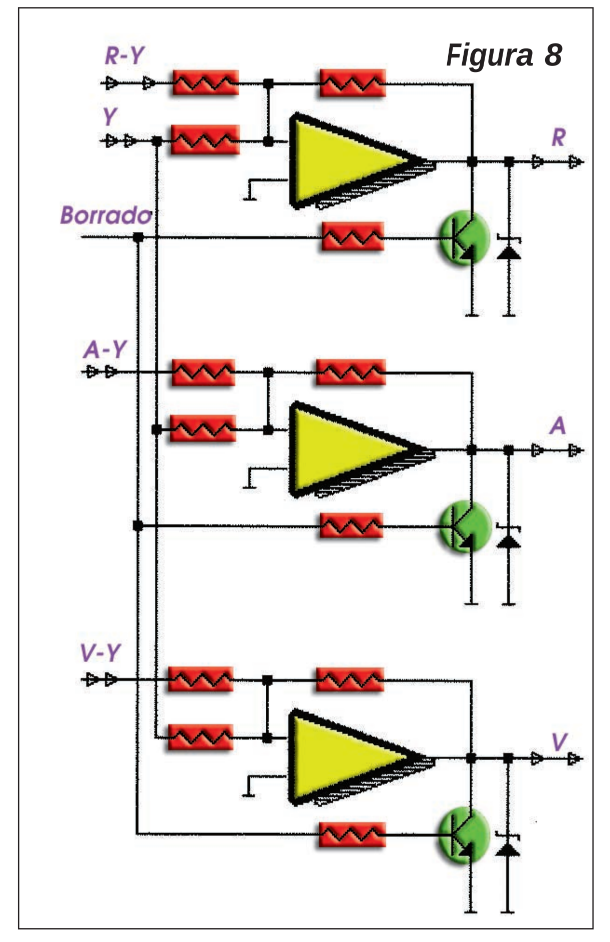
El circuito de matrización y salida de un procesador, con salidas de diferencia de color, se puede apreciar en la figura 7.

El circuito completa lo visto anteriormente, con el agregado de cuatro transistores usados como repetidores, para proveer una impedancia de salida baja, adecuada para excitar la etapa de salida. Además, observamos la existencia en cuatro diodos zener a masa, que operan como elementos de protección contra flashovers, provenientes del tubo y que atraviesen la juntura CB de los transistores de salida. Estos diodos tienen una tensión de zener algo superior a la de fuente; es decir, que en el funcionamiento normal nunca llegan a conducir, sólo lo hacen con sobreimpulsos positivos superiores a los de fuente (opera la tensión de zener) o negativos inferiores a masa (opera la barrera en directa).



No todos los procesadores tienen incluidos los diodos de protección. En algunos casos, se prefiere ubicarlos en el exterior para evitar que los flashovers ingresen al procesador.

En la mayoría de los procesadores, incluidos los que forman parte del circuito jungla, tanto los detectores sincrónicos como la matriz V-Y no necesitan componentes externos; a lo sumo, pueden necesitar una pata donde se conecta un capacitor a masa, para cada canal de diferencia de color. En algunos casos, como por ejemplo en el conocido TDA3560 y similares, estos capacitores se conectan a masa cuando el TV no tiene entrada de teletexto; cuando sí la poseen se envían a masa con un resistor de 75 ohm. Sobre cada resistor agregado se tiene la correspondiente entrada de color, que permite usar al TV como monitor RVA.



PROCESADORES CON SALIDAS R, V, A

Un procesador de este tipo se diferencia del visto, simplemente por el agregado de una segunda matriz, que genera R, V y A, a partir de R-V, V-Y, A-Y e Y. La simple inclusión de tres sumadores permite anular la componente Y de las tres diferencias de color, obteniéndose de este modo, las señales R, V y A pura (vea la figura 8).

EL CONTROL DE MATIZ (HUE)

El control de matiz es privativo de la norma NTSC. En PAL este control es inoperable, ya que se puede decir que dicho sistema no presenta errores de matriz importantes. En NTSC en cambio, los errores de matriz, que se producen en cualquier parte de la cadena de transmisión y recepción, son perfectamente detectables por el ojo, como un error general del color. Por lo común, se los detecta como un error en el tono de la piel, pero en realidad, todos los colores están corridos. Lo que ocurre es que el ojo sabe cuál es el tono de la piel; en cambio, se queda sin referencias al analizar otros colores de la imagen. Por ejemplo, la ropa de un actor puede virar del rojo al verde y el ojo no lo juzga incorrecto, pero con toda seguridad, va a apreciar un tono levemente verdoso en la piel. Las equivocaciones se producen sobre todo por errores de fase entre el generador de subportadora de la emisora y el del receptor. Ocurre que a pesar de usar un generador a cristal, éste puede tener un corrimiento de su frecuencia libre, por ejemplo, con la temperatura. Si el corrimiento no es excesivo, el CAFase realiza la correspondiente corrección en la frecuencia del generador del receptor; pero lo hace a costa de un pequeño error de fase. Para entender esta aseveración, basta con analizar un poco el funcionamiento del CAFase. Para corregir la frecuencia del VCO, el CAFase debe generar una ten-

sión continua de error. Si genera una tensión continua, es porque está detectando un error de fase; ese error fijo, es el precio que se debe pagar por el corrimiento de la frecuencia libre del VCO.

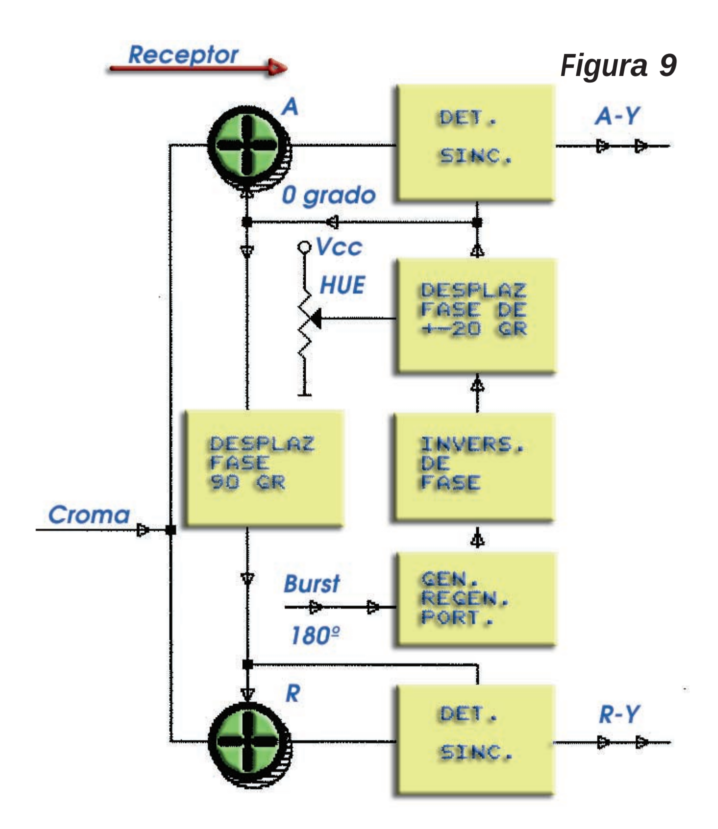


Figura 9

También se pueden producir errores de fase de la señal de burst. Como sabemos, la señal de burst se encuentra ubicada prácticamente al nivel de infranegro. Este es el punto de máxima modulación del transmisor y, por lo tanto, cualquier etapa de la cadena que llega al punto de saturación, puede provocar un error de fase de la señal de burst, o simplemente una distorsión, que el CAFase transforma en error de fase.

Si el error de fase es fijo, se puede solucionar simplemente con un control accesible al usuario, que modifique la fase del generador de regeneración de portadora.

En el camino que media entre el generador y los detectores, se ubica un desplazador de fase, que suele corregir +-20, en función de una tensión continua, variable con un potenciómetro, o que sale del micro (vea la figura 9).

LOS ERRORES DIFERENCIALES DE FASE

El control de matiz no puede solucionar todos los errores de fase. Sólo corrige los errores generales de fase, tal como los que vimos en el punto anterior. Pero existen otros errores de fase que se llaman diferenciales, porque dependen

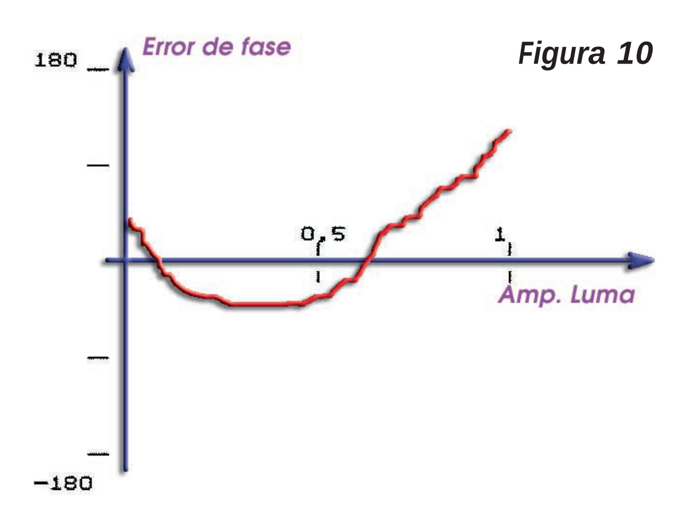


Figura 10

de la amplitud de la luminancia. Por ejemplo, la cara de un actor puede estar iluminada a pleno o en la penumbra. La fase de la CROMA, no tiene que cambiar a pesar de que cambie la LUMA. Si la fase cambia, se produce un error de matriz diferencial, que se expresa en forma de gráfico tal como el de la figura 10.

Este error de fase, requiere una corrección automática que dio lugar al sistema llamado NTSC BIRD, que durante el retrazado vertical generaba una señal de corrección de la fase diferencial. Este sistema sofisticado puede observarse sólo en algunos receptores diseñados únicamente para NTSC y opera siempre que la fuente de imagen emita la correspondiente señal BIRD.

PRIMERAS CONCLUSIONES

En este punto es conveniente realizar un pequeño resumen del decodificador NTSC, para entender fácilmente el próximo capítulo que versa sobre los decodificadores PAL.

La señal de video compuesta proveniente de la FI, se separa con un filtro LC y se envía a la entrada del procesador, allí se amplifica y regula con un detector de nivel hasta llegar al valor estándar de amplitud. La salida de CC del detector de nivel, se envía también al color killer, para cortar la excitación del segundo amplificador, en caso de que la señal de entrada tenga baja amplitud (corte del color).

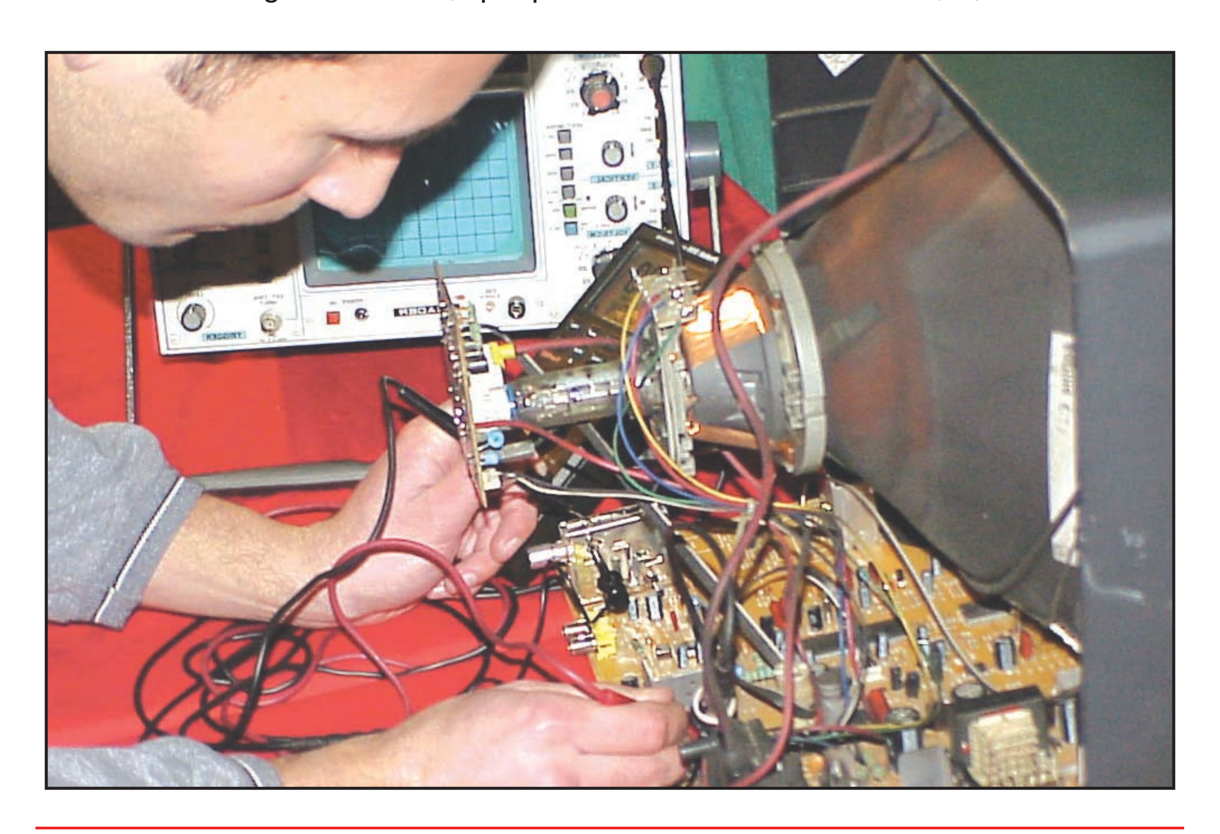
En el segundo amplificador, se produce el gatillado durante el intervalo de burst, de manera que este tenga una ganancia fija. En el resto del tiempo, opera el control de saturación de modo que el usuario pueda ajustar la magnitud del color a su gusto. La señal así procesada está ya dispuesta para ingresar al sistema de demodulación.

La transmisión de color, por el método de portadora suprimida, involucra que ésta debe ser restituida antes de proceder a demodularla. Una llave comandada por la señal interna BPG, se encarga de separar el burst de la información de color, a la salida de primer amplificador con destino al CAFase. En éste, se compara y corrige la fase de un VCO, cuya salida será utilizada como señal de regeneración de portadora. El CAFase tiene también un sistema de detección de fase enganchada, que alimenta al color killer, para cortar el color hasta que la fase quede enganchada.

La señal de VCO, se invierte 180° y se suma a la salida del segundo amplificador, como para obtener la señal A-Y (fase 0°) con portadora incluida. Esta señal se procesa con un detector sincrónico (que opera también con la salida del VCO trasladada a 0 grados). El resultado es la obtención de la diferencia al azul, tal como existía en la emisora.

Con un proceso similar, pero desplazando la fase en 90°, se obtiene la diferencia al rojo. Con las dos señales de diferencia, se alimenta una matriz que permite obtener la señal de diferencia al verde, que como sabemos no es emitida.

Si el procesador es con salidas R, V, A, se envían las tres diferencias y la LUMA a una segunda matriz, que permite obtener las salidas R, V, A.



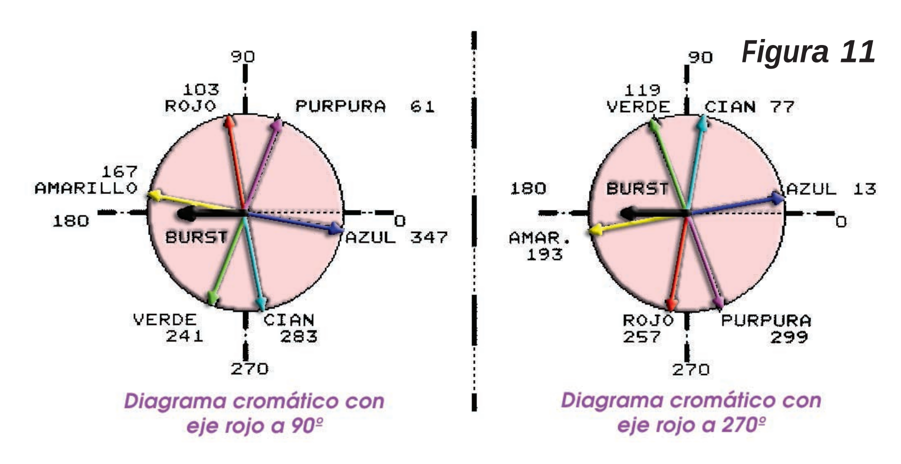
EL DECODIFICADOR DE COLOR

El sistema PAL (Phase Alternating Line) fue desarrollado en Alemania, como respuesta a los graves problemas de respuesta a los errores de fase, que tiene el sistema NTSC. Cuando se desarrolló, no existían aún las líneas de retardo de crominancia, por lo tanto, a esos aparatos se los llamó PAL simple o PAL del pueblo (PALSVAGEN). Mas adelante, en Francia, se desarrolló el sistema SECAM (Secuentiel A Memorie) que requiere imprescindiblemente una línea de retardo de CROMA. Inventada la línea de retardo, fue adaptada a los receptores alemanes pero sin requerir cambios en la norma de transmisión, dio lugar a otra generación de receptores, a la que se llamó PAL Complejo y que es la generación utilizada en la actualidad.

Todos los sistemas de TV color hacen uso de una característica muy particular del ojo humano: su mala respuesta a la definición de los colores. En la retina del ojo existen receptores diferentes para las señales de color y las de blanco y negro (conos y bastoncillos respectivamente). Los conos se encuentran en mucha menor cantidad que los bastoncillos; de este modo, los detalles de las imágenes (sus límites) los vemos en blanco y negro, en tanto que el color lo observamos como llenando en forma difusa esos límites (tal como si pintáramos una caricatura). En el PAL simple, esa característica del ojo se aprovecha para corregir los errores de fase del sistema, de manera que la pantalla corrige un color con errores de fase, generando una sucesión de líneas alternadas de dos colores, que están a los lados del color real en el arco iris. Visto desde la distancia de observación normal, el ojo confunde ambas líneas contiguas en una sola, que tiene el color originalmente transmitido por la emisora.

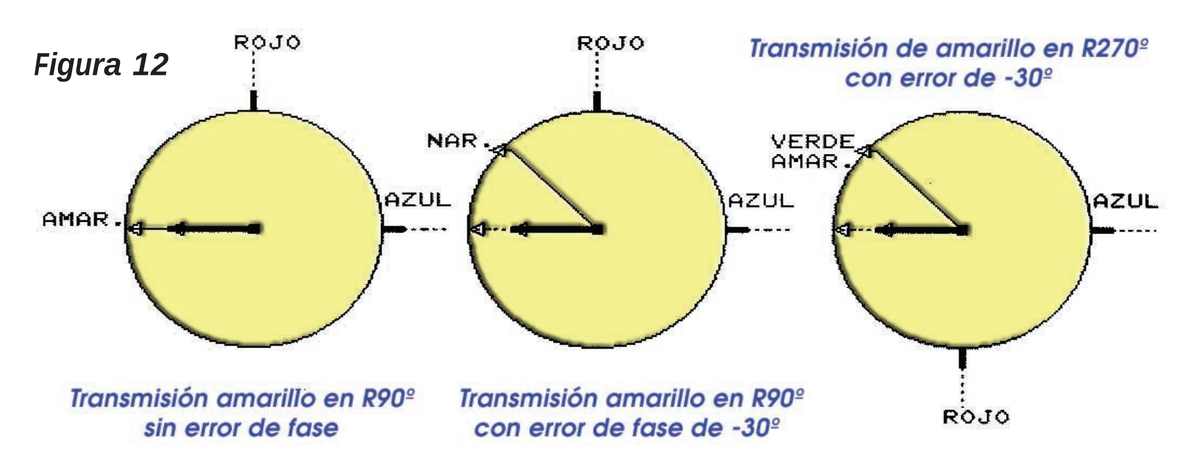
CANCELACIÓN DEL ERROR DE FASE EN EL SISTEMA PAL SIMPLE

En la actualidad no existen los receptores PAL simple, pero su estudio es obligado para entender los principios de funcionamiento del PAL complejo. Por lo tanto, estudiaremos los conceptos básicos con el PAL simple, para luego adentrarnos en el estudio del complejo.



Ya sabemos que el NTSC, transmite las diferencias de color al azul y al rojo por el método de la modulación de AM, sobre dos portadoras en cuadratura. El azul se transmite sobre una portadora coincidente con el eje de 0° y el rojo sobre una portadora a 90°. La elección del eje de 90°, para transmitir el rojo es totalmente circunstancial; se podría haber elegido el eje de 270°, que cumple con la cuadratura tan bien como el de 90°. Lo único necesario es que el eje, elegido para la modulación en el transmisor, sea respetado por la demodulación en el receptor. Sin embargo, un error de fase en el sistema, afecta al color de una manera diferente, ya sea si se trata de una señal modulada sobre los 90° o los 270°. Justamente, esta característica es la base del sistema PAL y en la figura 11 se demuestra cómo se generan los diagramas cromáticos en uno u otro caso. Los dos modos permiten una correcta transmisión del color en sistema NTSC, con tal de modificar la referencia del demodulador sincrónico de R-Y en el receptor (su valor habitual de 90° debe modificarse a 180°).

Si ahora analizamos lo que ocurre cuando realizamos una transmisión real con un error de fase; podremos entender más adelante cómo funciona el sistema PAL. Para el análisis imaginemos que estamos transmitiendo un cuadro totalmente amarillo (ver la figura 12); justamente con un ángulo de fase idéntico al del burst (180°). Supongamos que se produce un error de fase diferencial de -30°; si utili-



zamos el sistema normal NTSC (que llamaremos R90, por diferencia al rojo a 90°) se obtiene lo indicado en el diagrama del centro, es decir: una imagen de color naranja. Un lector curioso puede preguntarse por qué el burst no modifica su fase y el color amarillo sí; la respuesta es que se trata de un error diferencial; el burst se transmite a mínimo nivel de luminancia (negro), lo cual significa portadora de LUMA máxima, en tanto que el color amarillo tiene un nivel de brillo elevado, lo cual significa luminancia cercana al máximo y mínimo nivel de portadora de LUMA. Por lo tanto, cualquier componente de la cadena de transmisión o recepción, con un comportamiento alineal en función de la amplitud, puede provocar el error de fase diferencial al que hacemos referencia.

Si estuviéramos transmitiendo según una norma NTSC modificada, que llamamos R270, el resultado es el que mostramos en el diagrama de la derecha; sobre la pantalla se apreciará un color amarillo verdoso.

Si pudiéramos cancelar entre sí los errores de color, el resultado sería el promedio de los dos colores que, por supuesto, es el amarillo original. En el sistema PAL, esta cancelación se realiza de una manera muy simple. Las líneas impares de la trama, se transmiten según la norma NTSC normal, con el eje R-Y a 90°; en tanto que las líneas pares se transmiten según la norma NTSC modificada, con el eje de R-Y a 270°; por convención, a las líneas impares se las llama líneas NTSC y a las pares se las llama líneas PAL. Para nuestro ejemplo, el resultado sobre la pantalla es un entramado de líneas naranjas, con líneas amarillo-verdosas, que el ojo confunde en un único color amarillo, cuando las observa desde una distancia normal.

EL RECEPTOR PAL SENCILLO Y LA FASE DEL BURST

Hasta aquí es todo muy simple, pero existe un problema práctico que debemos analizar con todo cuidado. Invertir la fase de la referencia del demodulador sincrónico de diferencia al rojo, no es muy complicado; hacerlo cuando comienza cada línea horizontal tampoco; en donde la cosa se complica, es en sincronizar los cambio de la transmisión con los de la recepción, ya que si ocurre una inversión, el resultado sobre la pantalla sería una imagen con graves errores de color.

Para garantizar que esta falla no se produzca, se recurre a cambiar línea a línea la fase del burst; durante las líneas NTSC se envía el burst con una fase de 135°, que se modifica a 225°, cuando se transmite una línea PAL. El promedio es de 180° (igual que en la norma NTSC) pero fluctuando permanentemente entre los valores estipulados (vea la figura 13).

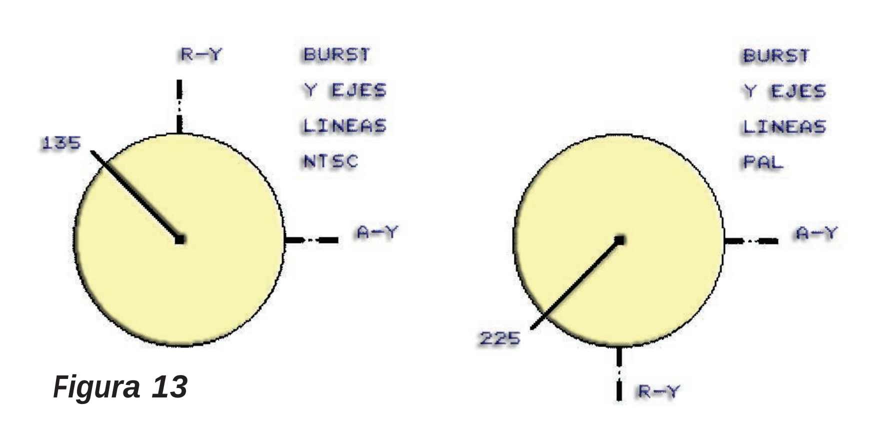
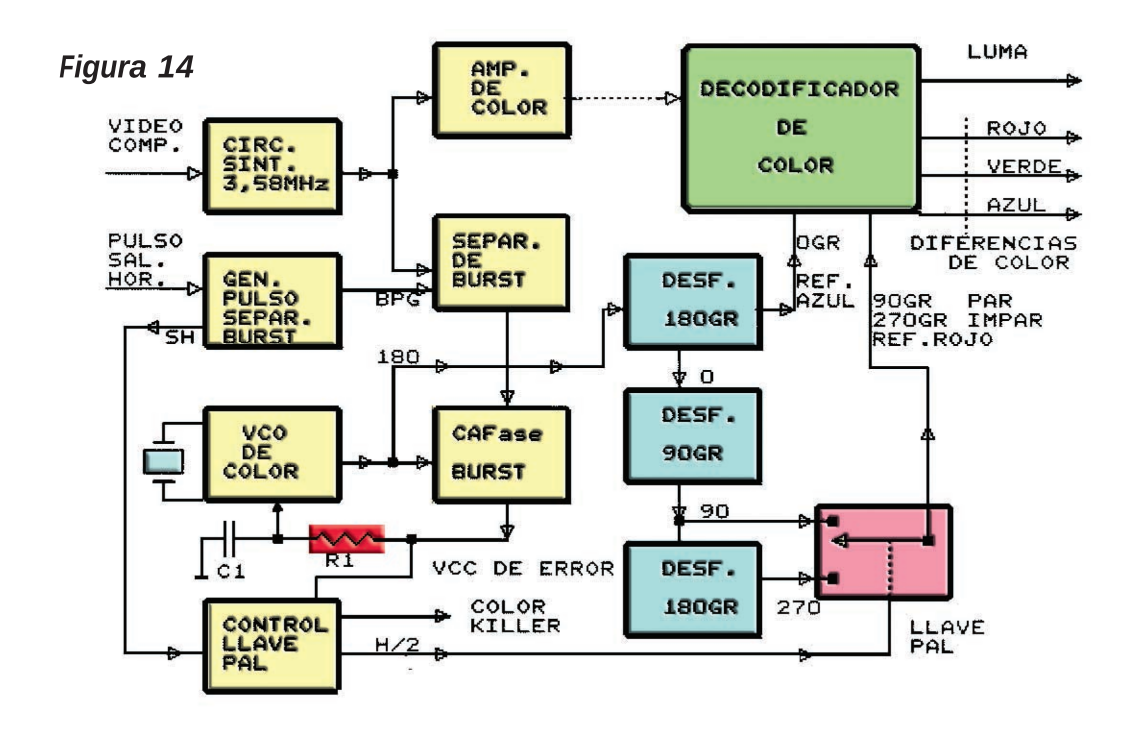


Figura 13

En la figura 14, se ofrece el diagrama en bloques de un receptor PAL simple; fijaremos nuestra atención en las diferencias con respecto la diagrama en bloques NTSC. Lo primero que podemos observar es la cadena de desfasadores de la subportadora regenerada en el VCO. En principio aceptemos que el generador queda enganchado con una fase de 180° (promedio de la fase del burst). Primero se encuentra un desfasador de 180°, cuya salida sirve como referencia de detector sincrónico de la diferencia al azul. Esta salida de 0° se desfasa luego 90°

Figura 14



y, por último, 180°, en dos desfasadores cuyas salidas son dirigidas a la llamada llave PAL, característica de esta norma. Esta llave selecciona la fase de referencia del detector sincrónico de diferencia al rojo y se mueve en forma sincrónica con una llave similar existente en el transmisor. El control de esta llave se realiza en lo que podríamos llamar un contador por dos inteligente, que cuenta pulsos SH provenientes de la misma etapa generadora del pulso separador del burst. El pulso SH no es más que el pulso de retrazado horizontal convertido en una onda rectangular de baja tensión. El control de la llave emite un pulso de salida cada dos de entrada; es decir que la salida es una onda rectangular de frecuencia H/2, que maneja la llave electrónica PAL.

Analizaremos ahora cómo se sincroniza el VCO, con un hipotético burst de 180° y, además, cómo se enganchan las llaves PAL de la emisora y del receptor. El CAFase genera una tensión continua de error, producto del error de fase existente entre el VCO y el burst. Como el burst está cambiando constantemente de fase, la salida de error también lo hará; pero el capacitor C1 alisará dichas variaciones, de manera que tengan una amplitud mínima. El efecto es realizar una corrección promedio con las dos fases del burst. Antes del resistor R1 existe una onda cuadrada, cuyo valor medio es la verdadera tensión de error con respecto al burst hipotético de 180°. Este valor promedio, se obtiene por filtrado mediante R1, C1 y se aplica al VCO. La onda cuadrada que se genera a la salida del CAFase tiene una frecuencia H/2 y su fase debe ser la misma que la de salida del control de la llave PAL. Antes decíamos que este bloque era un contador por dos inteligente; en efecto, no sólo cuenta sino que analiza la fase de la salida con respecto a la fase del burst y si no sale la fase correcta, deja de contar por un pulso, para luego continuar con la cuenta normal por dos. Además, mientras la etapa de control arregla la fase, emite una señal hacia el color killer, para cortar el color, evitando que se vea una pantalla con colores errados. Es decir que ahora existe una condición más para obtener color sobre la pantalla, y es que la llave PAL del receptor esté en fase con la llave de la emisora.

EL RECEPTOR PAL COMPLETO

El entramado de líneas de colores de un receptor PAL simple puede ser observado por un usuario experto, sobre todo si los errores diferenciales de fase de

la cadena son grandes. El desarrollo de la línea de retardo de crominancia permite realizar receptores que no producen esta falla; la idea es que el promedio de color no lo realice el ojo, sino un circuito electrónico, que produzca una pantalla de color uniforme. En nuestro ejemplo, una pantalla amarilla, sin cambios de color línea a línea.

Las líneas de retardo de crominancia son componentes donde la entrada y la salida difieren en un periodo horizontal. Lo decimos así en forma genérica, porque el periodo horizontal no es el mismo para todas las normas y, por lo tanto, expresado el retardo en µS, tenemos diferentes retardos de acuerdo a la norma.

En otra parte del receptor, usábamos otra línea de retardo: la de luminancia, que no debemos confundir con la de crominancia, ya que se trata de dos cosas totalmente diferentes. Recordemos que la línea de retardo de luminancia tiene un retardo del orden de los 400 nS y se trata de componentes bobinados, que tienen un volumen del orden de los 2 cm cúbicos. Por proporción, si pretendemos realizar un retardo de 64 uS con el mismo método, llegamos a volúmenes del orden de los 250 cm cúbicos, obviamente imposibles de utilizar en un TV moderno.

Una moderna línea de retardo de crominancia, se basa en el principio de la propagación de ondas ultrasonicas en un medio sólido, generalmente vidrio. La construcción es teóricamente simple: si sobre una barra cilíndrica de vidrio, colocamos un cristal piezoeléctrico en ambas puntas, podremos notar que excitando eléctricamente uno de los cristales, se producen en el vidrio ondas similares a las acústicas, que se propagan hasta llegar al otro cristal piezoeléctrico. En éste se vuelven a transformar en una señal eléctrica. Entre ambas señales eléctricas de entrada y salida, se produce un retardo que depende del largo de la barra de vidrio y de las características físicas del mismo.

En la actualidad, se conserva el principio físico de funcionamiento, pero la onda sigue un camino con múltiple reflexiones, con el fin de reducir el tamaño total. Ya no se utiliza una barra longitudinal, sino una placa de vidrio de unos 6 cm cuadrados, con un espesor de 1 mm.

En la figura 15 se muestra el diagrama en bloques del circuito, que debe agregarse a un receptor PAL sencillo, para convertirlo en un PAL

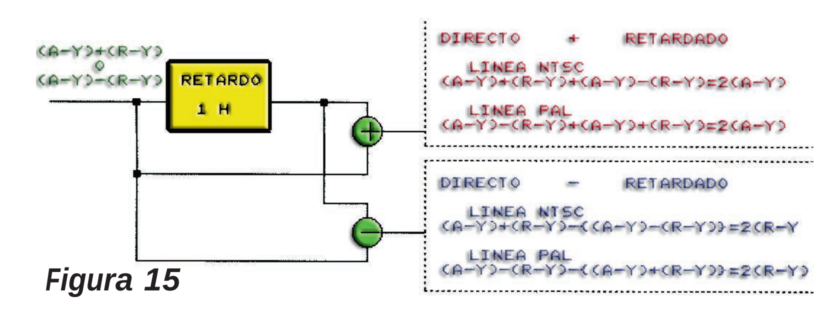


Figura 15

complejo. Este circuito se agrega entre la salida del amplificador de crominancia y la entrada de los detectores sincrónicos de diferencia de color.

Se puede observar que el circuito está compuesto por una línea de retardo, un sumador y un restador. Podemos decir que la señal de crominancia compuesta sigue dos caminos: el camino directo hacia el restador y el sumador, y el camino retardado a través de la línea, que también está conectada al sumador y al restador.

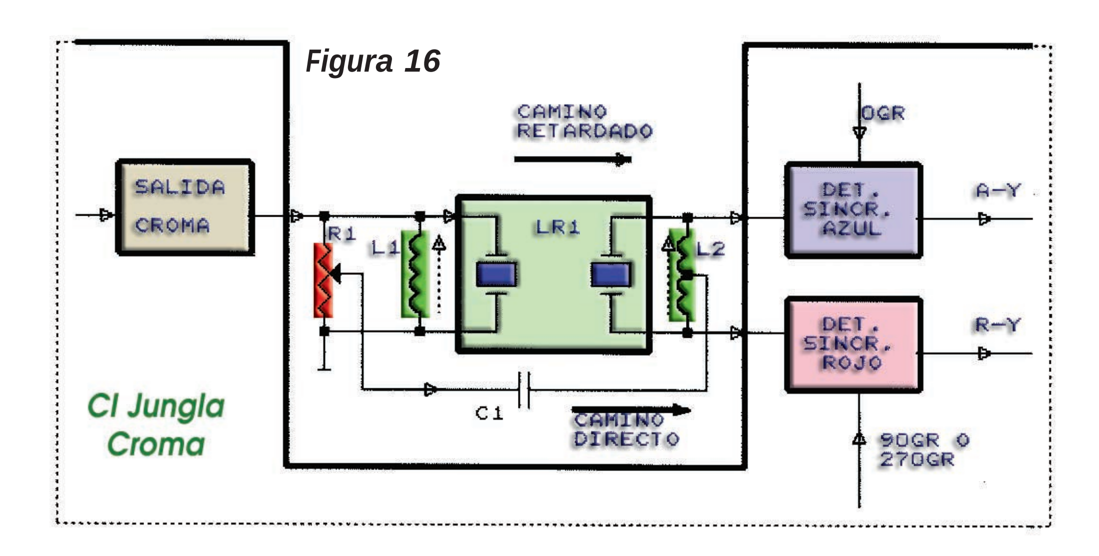
En un sistema NTSC, la salida de crominancia compuesta es siempre la suma de las dos diferencias de color. En cambio en un sistema PAL, la salida de crominancia tiene diferente composición de acuerdo con qué línea se transmita. En las líneas impares es la suma de las diferencias de color, pero en las pares es la diferencia al azul, menos la diferencia al rojo, dada la inversión de línea PAL. El retardo de 1H es tal que si en la entrada de línea estamos en una línea impar, en la salida estamos en una par (1H es la duración de una línea). Por lo tanto, al sumador le llegará, en las líneas impares o NTSC, la suma de las diferencias de color por el camino directo y la resta de las diferencias de color, por el camino retardado.

Si realizamos la operación matemática, observamos que las diferencias al rojo se cancelan entre sí, en tanto que las diferencias al azul se suman. Analizando las señales que arriban al sumador durante una línea par o PAL, se encuentra que también se cancelan las diferencias al rojo. Como conclusión en la salida del sumador sólo se encuentran las diferencias al azul.

Otro tanto ocurre con las señales que llegan al restador, de manera que a su salida sólo quedarán las diferencias al rojo. El lector puede verificar las fórmulas en la misma figura 15.

Lo más importante es que la salida del sumador y del restador es la misma, tanto en las líneas NTSC como en las PAL, y eso significa que en la pantalla no se van a observar dos líneas de diferente color, cuando se produzca un error de fase. En nuestro ejemplo de una pantalla amarilla, que se convertía en un entramado naranja y amarillo-verdoso, ahora se produce una pantalla realmente amarilla. En este curso básico, no podemos extendernos en el tema, pero se puede demostrar matemáticamente que el único cambio que se produce es el del nivel de saturación del color.

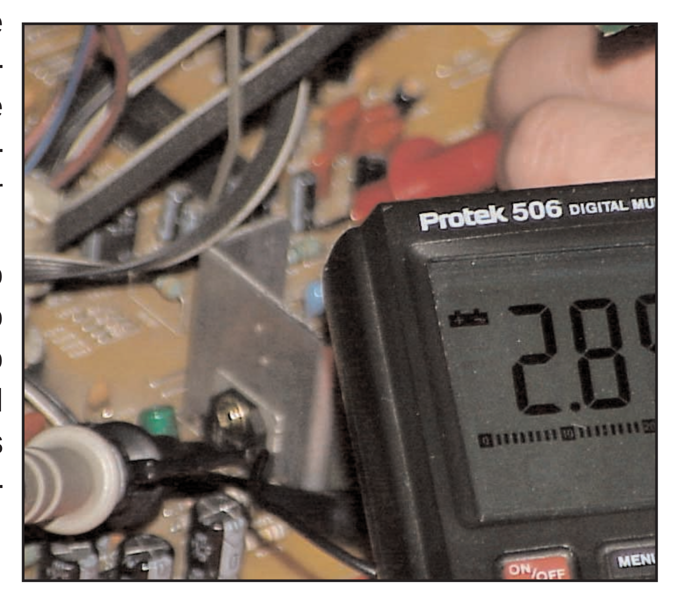
Cuando mayor es el error de fase, menor es la saturación del color resultante; pero lo importante es que el matiz no se modifica. En la fig. 16, se puede observar un circuito práctico que con pequeñas diferencias se puede encontrar en



todos los TV color actuales. La línea de retardo se identifica rápidamente, pero no así el sumador y el restador, que se encuentran concentrados en la bobina L2. El punto medio es el lugar donde se produce la inserción de la señal directa, la salida de diferencia al azul (salida del sumador) es el punto superior de L2, y la salida de diferencia al rojo es el punto inferior de L2 (salida del restador). Tanto la bobina L1 como la L2, se encuentran sintonizadas a la frecuencia de la subportadora color.

Los capacitores son la capacidad de entrada y de salida de la línea de retardo. La línea de retardo es un componente que tiene cierta atenuación, para que en el sumador y en el restador se cancelen adecuadamente las componentes que corresponde, deben igualarse en amplitud la señal retardada y la señal directa.

El preset R1 se encarga de atenuar la componente directa para adecuarla a la retardada. Entre un procesador NTSC y un procesador PAL, se pueden observar, por lo tanto, dos diferencias notables: el NTSC no posee línea de retardo y tiene control de matiz; en cambio el PAL tiene línea de retardo, pero no posee control de matiz. En el próximo capítulo continuaremos con los procesadores binorma manuales y automáticos.



EL DECODIFICADOR MULTINORMA

Introducción

¿Cuántas normas debe recibir un receptor de TV de nuestro país, para cubrir todas las necesidades de un usuario avanzado?

La pregunta tiene varias respuestas, en función de qué entendemos como usuario avanzado. Como mínimo un usuario avanzado utiliza, por lo menos, un videograbador con características de binorma. Cualquier casete que sea copia de lo grabado por un camcorder está en la mayoría de los casos en NTSC. Por supuesto que existen camcorder PAL, pero hasta ahora todos los camcorder PAL que conoce el autor son PAL B. Y son raros en nuestro país, porque son para el mercado europeo y más caros que los del mercado japonés o de USA. Prácticamente todos los videograbadores actuales son binorma NTSC/PALN, atendiendo lo indicado con anterioridad. Por lo tanto, es prácticamente imprescindible que un TV actual maneje, por lo menos, las dos normas y en lo posible en forma automática. Si nuestro usuario avanzado posee un camcorder PALB y desea reproducir con el mismo camcorder, observando las imágenes en el TV, es imprescindible que el TV sea un trinorma PALN/PALB/NTSC. Es necesario verificar fehacientemente que se trate de un trinorma PALB, ya que los trinormas más comunes son PALN-/PALM/NTSC. El PALM se utiliza en Brasil y no tiene nada en común con el PALB, no sólo tiene una frecuencia de subportadora de color diferente, sino que también difiere en la frecuencia vertical y horizontal; por lo tanto, no sirve para reproducir video proveniente de un camcorder PALB.

El lector se puede preguntar para qué sirve un trinorma con PALM. En realidad de poco le sirve al usuario común, salvo que intercambie casetes de video con algún habitante de Brasil y posea una videograbadora trinorma con PALM. El casete de video grabado en PALB, no tiene ninguna diferencia de norma con un casete grabado en una máquina PALN: de hecho no pueden identificarse entre sí, ya que son idénticos; en cambio, un casete grabado en Brasil, en norma PALM, difiere en varios aspectos con respecto al casete grabado en PALB o PALN. El trinorma con PALM, le sirve más que nada al fabricante del TV, ya que puede vender su producto en todo el Mercosur sin necesidad de ningún tipo de adaptación. De hecho recién en el año 1994, el mercado de componentes japonés y coreano, se dio cuenta que existía el Mercosur y que los circuitos jungla y los micro-

procesadores que venían a esta zona, debían ser trinorma y bilingües (castellano y portugués; pero como originalmente estaban previstos para escribir texto en pantalla en inglés, conservan también esa posibilidad).

Hacemos una excepción con respecto a zonas limítrofes con Brasil, cercanas a algún canal brasileño o en el caso de pequeñas localidades con recepción directa de TV vía satélite, donde no existan transcodificadores de norma. En este caso, el receptor trinorma con PALM, se indica como el único que permitirá observar tanto canales de Argentina como de Brasil. No importa el motivo, lo importante es que el técnico reparador de TV de la Argentina, debe conocer detalles sobre normas extranjeras. En otros países los técnicos sólo conocen la norma de su propio país y como raramente los TV fallan en estas etapas, su desconocimiento del tema decodificadores de color es casi total.

LA CONMUTACIÓN DE SEÑALES DE ALTA FRECUENCIA

Cuando un receptor es binorma o trinorma, necesita conmutar diferentes partes del decodificador de croma. Por ejemplo: como la frecuencia de la subportadora color cambia con la norma, se deberá conmutar el cristal de regeneración de portadora; si tenemos un binorma PALN / NTSC el circuito de la línea de retardo se debe usar en PAL pero se debe anular en NTSC; si es un trinorma, deberá contar con dos circuitos de retardo uno para PALN y otro para PALM y entonces la conmutación será triple (sin circuito de retardo, con retardo para PALN y con retardo para PALM). Todas estas conmutaciones no son fáciles de realizar, ya que se trata de conmutar circuitos o componentes que trabajan a la frecuencia de la subportadora de color que está en el orden de los 3,58 MHz.

En estas frecuencias, no pueden existir pistas de circuito impreso o cables de gran longitud. Todo el largo del conductor que puede aceptarse es como máximo de dos o tres centímetros. Esto obliga a utilizar conmutaciones electrónicas con transistores, con diodos, o con llaves analógicas integradas, si es que el circuito integrado jungla no está especialmente diseñado con conmutación interna binorma o trinorma.

Además, en los TV modernos las tensiones de conmutación de canal se generan en el microprocesador y por lo general, son patitas de salidas del mismo

que cambian de 0 a 5V. Estas patitas no permiten cargas de alta corriente (menos de 10mA) y por lo tanto no son aptas para operar relés, que por otro lado deberían ser especiales para alta frecuencia.

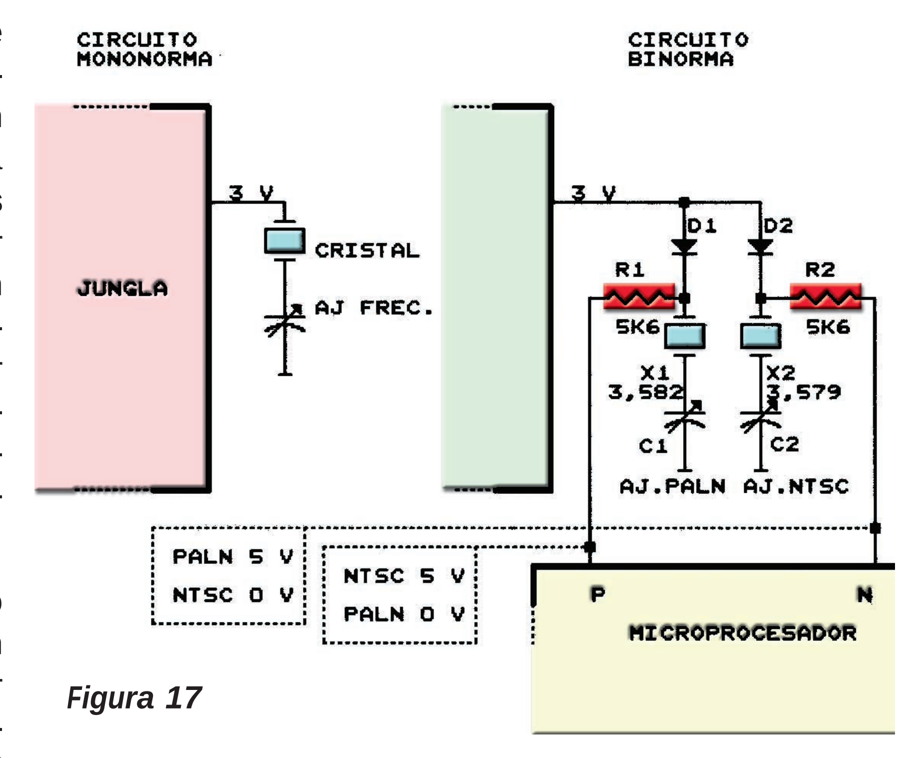


Figura 17

El circuito de conmutación más simple, y por mucho el más empleado cuando el circuito jungla no contempla la conmutación, es la conmutación a diodo. Los diodos de señal son baratos y pequeños (el más común, el 1N4148, que es perfectamente apto para conmutar frecuencias del orden requerido, puede costar alrededor de 0,10 dólares). El circuito se basa en la característica del diodo, que es un buen conductor cuando está polarizado en directa y un mal conductor cuando está polarizado en inversa. Un circuito de conmutación de cristales, como el de la figura 17, se puede encontrar en cualquier TV multinorma (y en cualquier videograbador).

Este circuito basa su funcionamiento en la tensión que normalmente existe en la pata de conexión del cristal, que suele ser del orden de los 3V.

El funcionamiento es muy sencillo. Cuando el microprocesador decide que el receptor funcione en PALN, lleva su pata N a la condición de tensión alta (5V) y la pata P a tensión baja (0V). En estas condiciones, el diodo D1 queda polarizado en directa y el diodo D2 en inversa. El cristal activo es el X1 y el TV funciona en PALN. Cuando el microprocesador decide que el receptor funcione en NTSC, lleva su pata N a la condición de tensión baja y la pata P a la condición de tensión alta; en este caso queda activo el cristal X2 ya que D2 conduce y D1 se corta.

Otro circuito típico es el conmutador de circuitos de retardo con llave ana-

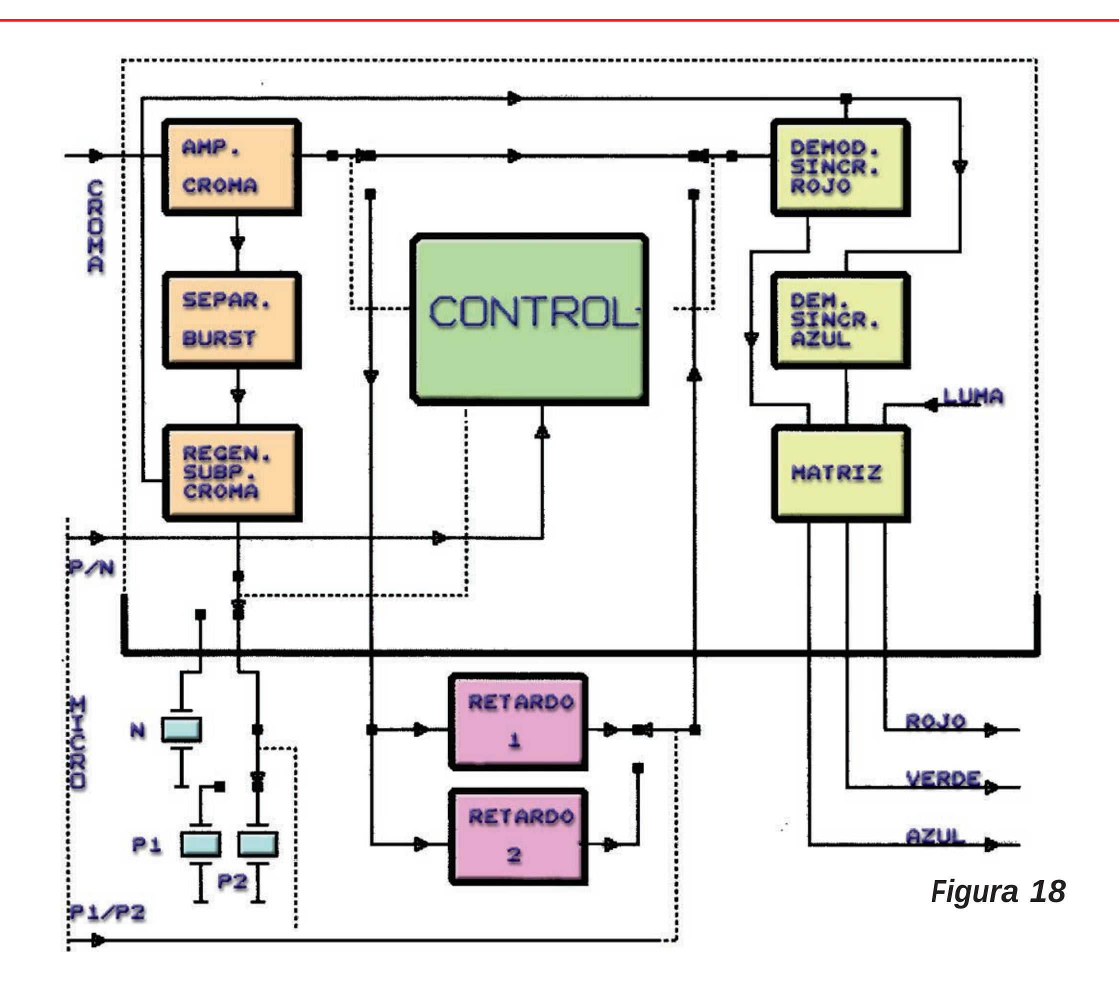


Figura 18

lógica integrada. Este circuito se utiliza en los trinormas PALN / PALM / NTSC, realizados a partir de un circuito jungla binorma NTSC / PAL (caso muy común en nuestro mercado).

El circuito jungla está preparado con conmutaciones internas para cambiar la disposición circuital correspondiente a la norma PAL o a la NTSC. Por ejemplo, tiene dos patas dedicadas a los cristales, que se conmutan internamente de acuerdo a la norma. También conecta la salida del segundo amplificador de croma, directamente a los demoduladores sincrónicos en NTSC, o la envía a una pata donde se conecta externamente la red de retardo y suma. La salida del circuito de retardo y suma ingresa por otras patas hacia los demoduladores sincrónicos (vea la figura 18).

La llave analógica CI1 utilizada en nuestro ejemplo es de dos vías, pero por lo común se encuentran cuatro vías por chip; las otras dos pueden ser destinadas al cambio de cristales, o a otras funciones, ya que cada vía puede ser ma-

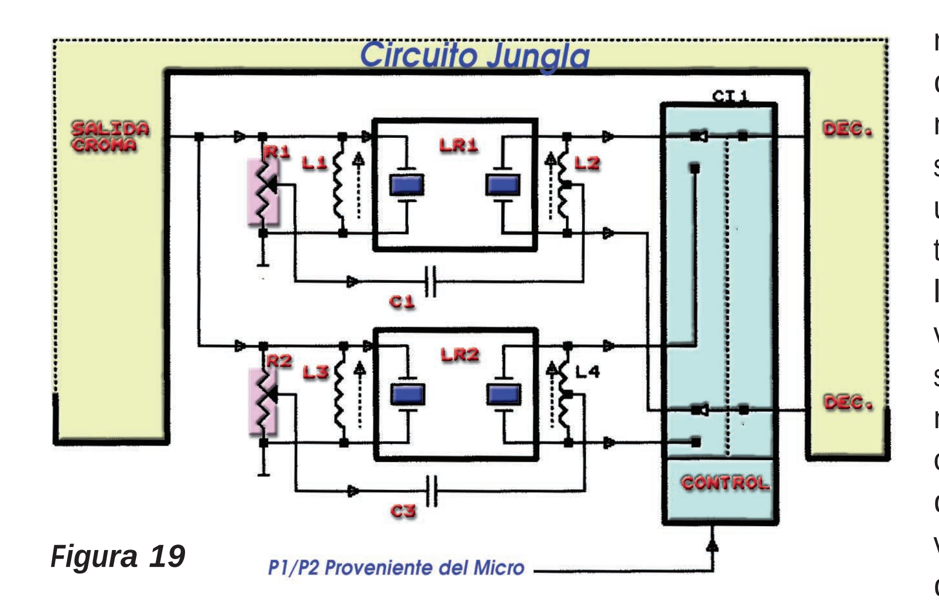


Figura 19

nejada independientemente. En nuestro ejemplo, sólo colocamos una pata de control para las dos llaves, pero, en verdad, los dispositivos reales tienen una pata de control para cada una de las llaves, cuando se desea un manejo sincrónico de dos o más llaves, se conectan sus patas de control en paralelo. El funcionamiento del circuito es muy sencillo: las entradas de ambos circuitos de retardo y suma están en paralelo y conectadas a la salida del segundo amplificador de croma. De este modo, tanto el circuito activo como el que se encuentra desactivado tienen señal aplicada en su entrada (el segundo amplificador deberá poseer una impedancia de salida suficientemente baja para alimentar dos circuitos, o se deberá agregar un transistor externo en disposición colector común, para reducir la impedancia). Las salidas A-Y y R-Y, de ambos circuitos son enviadas a la llave analógica que se encarga de su conmutación (figura 19).

LOS CAMBIOS DE NORMA MANUALES

En el mercado local, existen una gran cantidad de televisores que tienen un circuito casero, para transformarlos en NTSC. La razón de su existencia hay que buscarlas en el hecho siguiente: cuando en nuestro país comenzaron las transmisiones de TV color (en 1979 ya se realizaban transmisiones de prueba) el desarrollo de los videograbadores era todavía escaso y su precio no era accesible a todos los bolsillos. Por lo tanto, los fabricantes de TVs no tenían en cuenta que, unos años después, casi todos los usuarios tendrían videograbador. Los TV eran por lo tanto solamente aptos para PALN y no poseían entrada de audio y video.

Cuando un usuario recibía un casete en NTSC, no podía reproducirlo y lo llevaba a su service de confianza para que le agregara la norma faltante. Por lo general, se trataba de un receptor NTSC o con mucha suerte un PALM (en este caso, sólo se cambiaba el cristal y se ajustaba la frecuencia y altura vertical). La conversión NTSC a PALN, no siempre era sencilla; en muchos casos, el decodificador de color no admitía el cambio de norma y se debía proceder a colocar etapas enteras de CROMA para PALN, que se compraban en los comercios de electrónica, con las indicaciones para su conexión a diferentes tipos de receptores. Distinto era el caso de la modificación inversa PALN a NTSC; en la época que nos ocupa, el desarrollo de la integración en gran escala era pequeño y los decodificadores de LUMA/CROMA eran, en realidad, tres circuitos integrados: un decodificador de CROMA, un procesador de LUMA y un circuito matriz. En este caso se podía modificar un sistema diseñado para PAL, quitando, por ejemplo, la señal que operaba la llave PAL y eliminar el funcionamiento del circuito de retardo, por medio de un transistor conectado como llave. Es imposible tratar en este curso todas las variantes empleadas en aquellas épocas y que se encuentran actualmente en receptores que aparecen normalmente en el taller del reparador.

Televisores Multinorma Automáticos

Los televisores actuales tienen, por lo general, la prestación trinorma NTSC/PALN/PALM. Esta prestación puede activarse en forma manual o automática a través de un menú en pantalla.

El lector se puede preguntar por qué, teniendo prestación automática, se le da al usuario la posibilidad de la prestación manual. La respuesta es simple: ocurre que, a veces, existen fuentes de programa (videograbador, videojuegos, etc.) que no tienen suficiente precisión para activar correctamente el automatismo; por otro lado, cuando se recibe una emisora débil, el ruido puede afectar al sincronismo vertical y, como veremos a continuación, el funcionamiento automático se basa en que el generador de barrido vertical funcione correctamente.

Un circuito jungla moderno, tiene lo que se llama un generador vertical por conteo. Este circuito será estudiado con detalle en un próximo capítulo, pero ahora necesitamos saber algo con respecto a una parte de ese circuito. El generador vertical moderno, cuenta con un discriminador de norma que determina si la se-

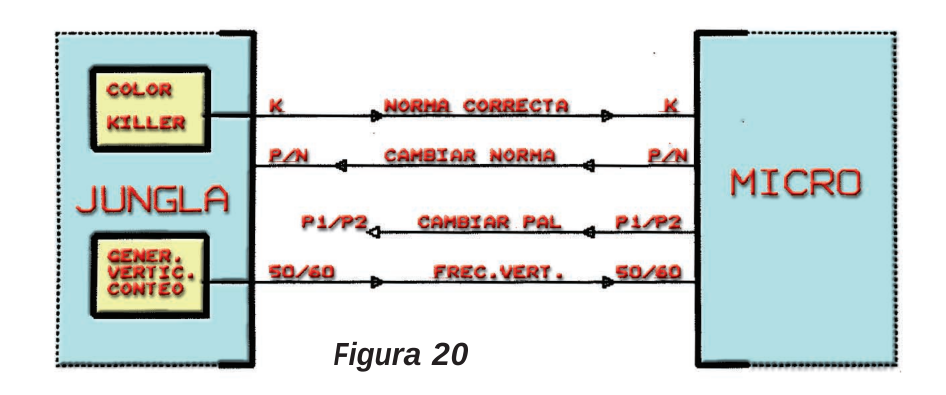


Figura 20

ñal recibida tiene 50 ó 60Hz de frecuencia vertical. Este circuito, también llamado "de decisión", tiene una pata de salida con un estado alto de 5V y uno bajo de 0V, en función de la norma recibida. Esta tensión se utiliza en la etapa de deflexión vertical para ajustar la altura automáticamente, y también se envía al microprocesador para que realice los cambios correspondientes en el decodificador de color.

Si el TV fuera binorma NTSC/PALM, con esta tensión llamada 50/60, sería suficiente para modificar el decodificador de croma, ya que la norma NTSC siempre tiene 60Hz de vertical y la PALM, 50Hz. Pero en un trinorma, se debe decidir entre PALM/NTSC y esta decisión no puede depender de la tensión 50/60, porque ambas normas tienen 60Hz de frecuencia vertical. Para decidir entre PALM/NTSC, se utiliza la salida de color killer (K) del propio decodificador de color. Esta salida estará en un estado bajo, si la norma recibida es coincidente con la predisposición del decodificador (color killer apagado y salidas R, V, A activadas) y pasará al estado alto, si la norma recibida no coincide con la predisposición (color killer operando y salidas R, V, A cortadas). La información de esta pata llega hasta el microprocesador si decide que debe cambiar de norma NTSC a PAL o PAL a NTSC, modificando la tensión de su pata de salida P/N, que se envía de regreso hacia el decodificador de color (figura 20).

Sintetizando: el microprocesador recibe dos informaciones de entrada, por las patas K y 50/60, y genera dos informaciones de salida por sus patas P/N y P1/P2; la primera, con destino al decodificador de color para cambiar de norma PAL a NTSC y la segunda, con destino a la llave de cambio de circuitos de retardo y a la conmutación de cristales, para que cambie de norma PALN a PALM.

Debemos aclarar que, de acuerdo a la marca y modelo de cada TV, la lógica de las patas K, P/N, P1/P2 y 50/60, puede ser inversa a la indicada en nuestra explicación, pero eso no cambia el principio de funcionamiento. También pueden existir inversores de lógica a transistor, en una o más de las señales, para adaptar un determinado circuito jungla a un determinado microprocesador.

EL SINCRONISMO

INTRODUCCIÓN

La emisora de TV envía las informaciones de LUMA, CROMA, SONIDO y SINCRONISMO por una sola vía que es la señal de video compuesto . Ya sabemos cómo se reparan las señales de LUMA y CROMA, veremos en este capítulo cómo se separa la información de SINCRONISMO y en su momento, veremos cómo se separa el sonido.

La información de sincronismo puede ser separada del resto del paquete de señales debido a que se transmite con la amplitud máxima de la señal portadora. Por lo tanto, la señal de video compuesto estará cortada por la señal de sincronismo con un ritmo de 50 ó 60 Hz (sincronismo vertical) y con un ritmo de 15625 o 15750 Hz (sincronismo horizontal). El hecho que demos dos frecuencias diferentes, para los dos sincronismos se debe a que existen dos normas distintas, en lo que respecta al sincronismo, la norma N de 50Hz y la M de 60HZ. Por ejemplo, la norma de México NTSCM y la de Argentina es la PALN.

SIGNIFICADO DE LA PALABRA SINCRONISMO

¿Qué significa que el receptor está sincronizado?

Las imágenes que se generan en una emisora de TV, provienen de una cámara que contiene un mosaico fotoemisor. Este mosaico está formado por una constelación de diminutas gotitas de material fotoemisor, aisladas entre sí. Sobre elllas se enfoca la imagen de la escena a transmitir con el sistema óptico (ver figura 21).

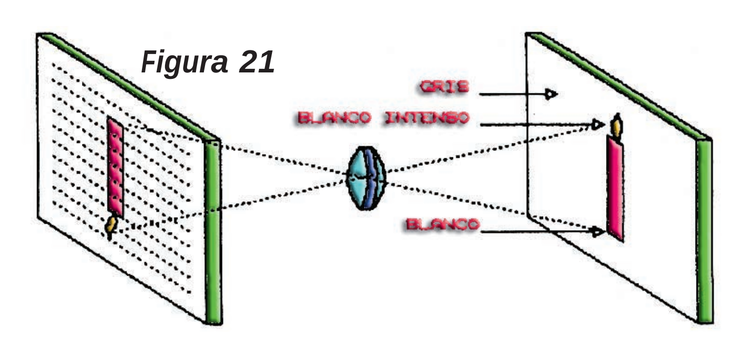


Figura 21

Cada gotita del mosaico emite electrones en función de la luz que recibe. Por ejemplo, las gotitas correspondientes a la llama de la vela, emiten más que las correspondientes al cuerpo, y éstas a su vez, emiten más que el fondo gris.

La imagen visual se transforma en una imagen electrónica, ya que cada gotita aislada queda cargada con un potencial positivo, representativo del brillo individual del punto considerado de la imagen. Esta imagen electrónica debe ser transmitida a distancia. El sistema más evidente podría ser la conexión de cada gotita con un emisor de luz punctual (por ejemplo un LED, figura 22).

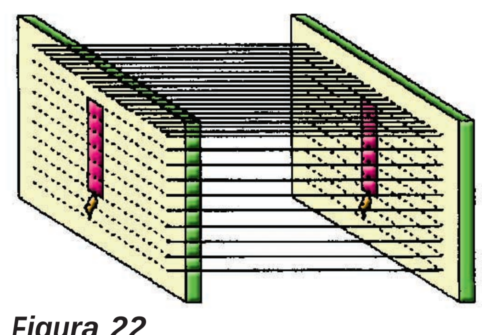


Figura 22

Este sistema tan simple, no es práctico, porque requiere tantos canales de comunicación como gotitas tenga el mosaico (en nuestro caso cables).

Debemos encontrar un modo de multiplexar la transmisión, sin que la información de cada gotita se mezcle con otras. Es decir, transmitir todas las informaciones individuales por un solo cable.

En este caso, la técnica hace uso de lo que podemos llamar un defecto de nuestra visión: la persistencia retiniana. Cuando un punto de nuestra retina se ilumina momentáneamente, el cerebro lo percibe aun después que desapareció la fuente de luz. Este fenómeno nos permite observar las imágenes de cine como un único cuadro cambiante, a pesar de que se trata de imágenes similares entre sí, que se iluminan a razón de 48 veces por segundo.

En nuestro caso, la idea es conectar cada gotita con su correspondiente LED, durante una mínima fracción de tiempo, luego conectar la gotita siguiente y así sucesivamente, hasta explorar todas las gotitas del mosaico. Los LEDs se encenderan en forma pulsada; pero el fenómeno de la persistencia integrará las informaciones de modo que apreciaremos una imagen completa.

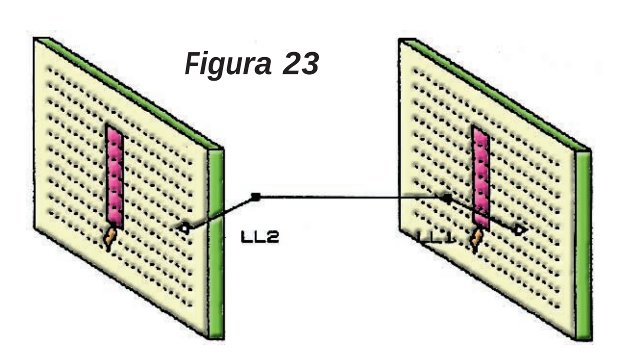


Figura 23

El sistema de multiplexado que estamos proponiendo, contará entonces, con dos llaves conmutadoras, una en el transmisor y otra en el receptor (figura 23).

La llave LL1 conectará una gotita fotoemisora por vez al cable de comunicación y LL2 conectará el correspondiente LED, durante un corto instante de tiempo, suficiente para excitar un punto de nuestra retina y éste guardará esa información hasta que esta gotita vuelva a ser conectada por la llave, luego de explorar todas las otras gotitas en una ordenada sucesión.

Figura 24

Para que la imagen del receptor sea una fiel reproducción de la imagen original, ambas llaves deben moverse en forma sincrónica. El movimento de exploración de las llaves puede ser de cualquier tipo, siempre que se exploren todas las gotitas del mosaico. Por ejemplo, se puede explorar en columnas sucesivas (figura 24) de arriba hacia abajo y de izquierda a derecha.

O se puede explorar con un movimiento similar al de lectura. De izquierda a derecha y de arriba hacia abajo. Por convención, este último es el movimiento elegido por todas las normas de TV existentes en la actualidad (vea la figura 25).

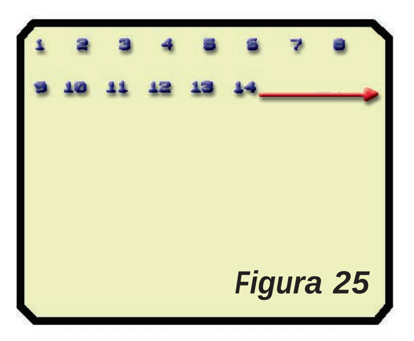


Figura 25

Ya sabemos cómo se explora el mosaico y tenemos una idea clara sobre el sincronismo de las llaves LL1 y LL2. Pero antes de explicar cómo funciona un sistema real (obviamente no podemos usar llaves mecánicas) podemos obtener más enseñanzas de este sistema elemental.

El movimiento de la llave LL1 o LL2 es un movimiento complejo. Cambiar de la gotita 1 a la 2 es dar una simple salto; pero cuando se llega a la gotita 10, la llave debe volver rápidamente hacia la izquierda, bajar a la siguiente fila y recomenzar el barrido normal. Este se repite hasta la octava fila; pero en el final de ésta, la llave en lugar de saltar a la fila 9 (que no existe) debe retornar rápidamente a la gotita 1.

Si analizamos el recorrido del cursor, podemos notar la existencia de cuatro movimientos uniformes combinados adecuadamente. Dos que llamaremos de retrazado.

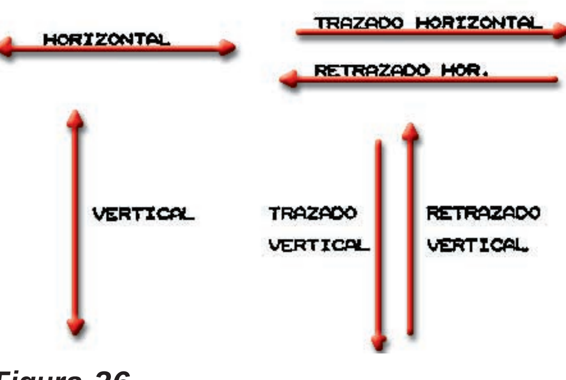
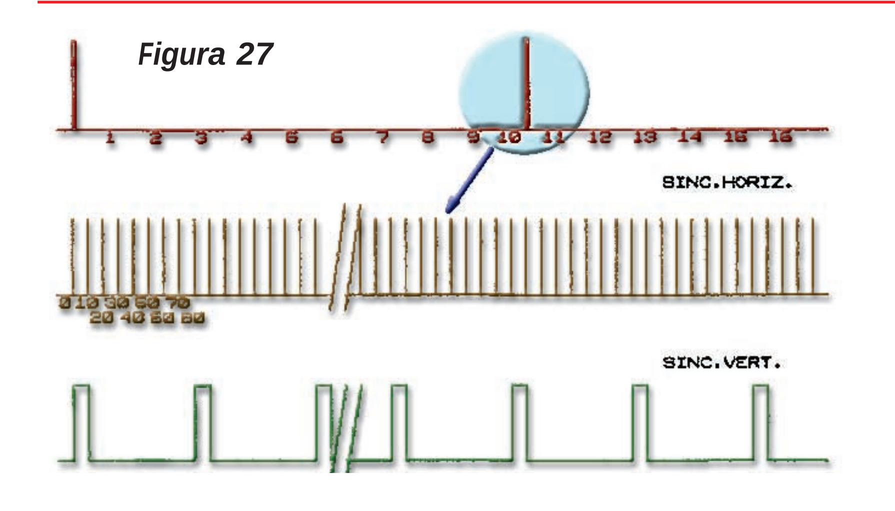


Figura 26



El movimiento de izquierda a derecha y viceversa lo llamaremos horizontal y al de arriba-abajo y viceversa lo llamaremos vertical (figura 26).

Para sincronizar las llaves de una manera simple se pueden emplear dos señales de sincronismo, una que se produzca cuando la llave llega a las gotitas 10, 20, 30, etc, y otra que se produzca cuando la llave llegue a la gotita 80 (figura 27).

La Exploración Electrónica

La persistencia del ojo es tal, que para poder observar una sucesión de imágenes e interpretarla como una sola (sin parpadeo) se deben producir alrededor de 50 imágenes por segundo (el cine emplea 48).

Esto significa que las llaves de nuestro sistema de exploración, deben moverse de manera de completar la exploración de una imagen en solo 20mS. En nuestro ejemplo de 80 gotitas, significa que cada fila se explorará en 2,5mS y cada gotita en 0,25mS (250mS). Esto descarta cualquier posible sistema mecánico y nos lleva a pensar en un sistema de conmutación electrónico.

En la actualidad las cámaras poseen mosaicos de estado sólido. Pero didácticamente son más comprensibles las cámaras con tubos de imagen que se empleaban hasta hace una década.

Una llave mecánica es un conductor (cursor) que va haciendo contacto en diferentes puntos o vías de entrada/salida. Un haz electrónico también es un conductor y y con la ventaja de tener la mínima masa posible porque está construido sólo con portadores de carga (electrones). Si de alguna manera se puede con-

seguir que un haz electrónico barra nuestro conocido mosaico fotoemisor, tendremos el problema resuelto (figura 28).

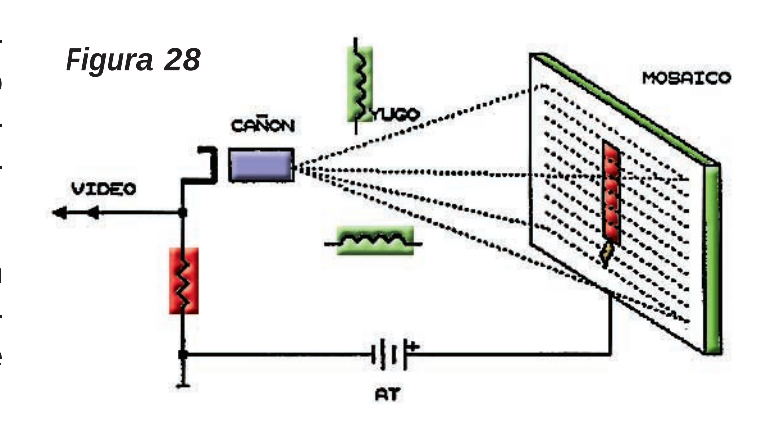


Figura 28

El dispositivo tiene un cátodo termoiónico y un cañon electrónico que produce un fino haz de electrones. Un conjunto de dos bobinas similares al TRC del receptor se encargan de mover el haz por todo el mosaico en un sistema de doble barrido. Una de estas bobinas recibe una corriente de 50/60 Hz con forma de diente de sierra y se encarga de desplazar el haz de arriba hacia abajo (en realidad de abajo hacia arriba para compensar la inversión de la imagen provocada por el sistema óptico). La otra bobina recorrida por un diente de sierra de 15625/1575Hz es responsable del movimiento horizontal del haz.

Aunque nuestra llave electrónica tiene un cursor con muy baja masa mecánica, no está exento de los efectos de la inercia.

En una palabra, es imposible que se mueva a velocidad infinita durante el movimiento de retrazado tanto horizontal como vertical. Por lo tanto, a los movimientos de retrazado o retorno se los debe considerar tanto como los de trazado.

Para entender cómo deben ser exactamente las formas de señal de barrido, le recordaremos al lector que la deflexión del haz es proporcional al campo magnético y, como el campo magnético es proporcional a la corriente, podemos concluir que necesitaremos dos corrientes que crezcan linealmente con el tiempo hasta un máximo que produzca la deflexión deseada y luego decaigan en forma más o menos rápida (no importa demasiado la forma del decaimiento, ya que como veremos después, el haz no recogerá señal durante este tiempo).

Las formas de señal de corriente por el yugo, serán sin ninguna duda, rampas ascendientes durante el trazado tal como se observa en la figura 29.

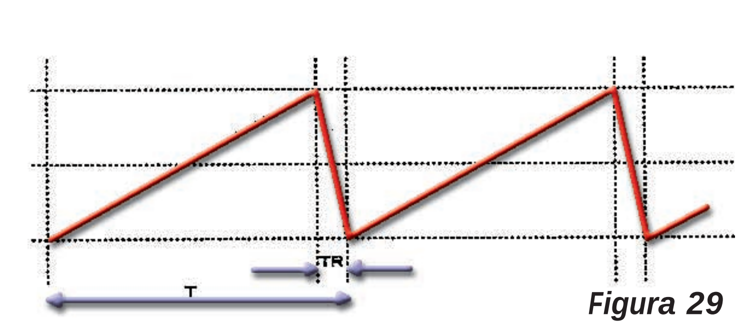


Figura 29

El período T (duración del barrido) se normaliza en

64mS, para el horizontal de la norma N y en 63,5mS para la M. Para el vertical los períodos son de 20mS para la norma N y de 16,66 para M. El período de retraso d TR se expresa como porcentaje del período total y es de aproximadamente 10% para el horizontal y 5% para el vertical, para cualquiera de las normas. La generación de ambas rampas se realiza en la misma cámara, partiendo de un generador muy preciso (a cristal) y una serie de contadores, ya que las frecuencias vertical y horizontal están relacionadas a través de un factor fijo muy fácil de calcular.

NORMA N FH/FV = 15625/50 = 312,5

NORMA M FH/FV = 15750/60 = 262,5

Estos factores tienen un significado físico muy claro: corresponden a la cantidad de líneas horizontales de barrido existentes por cada exploración completa del mosaico.

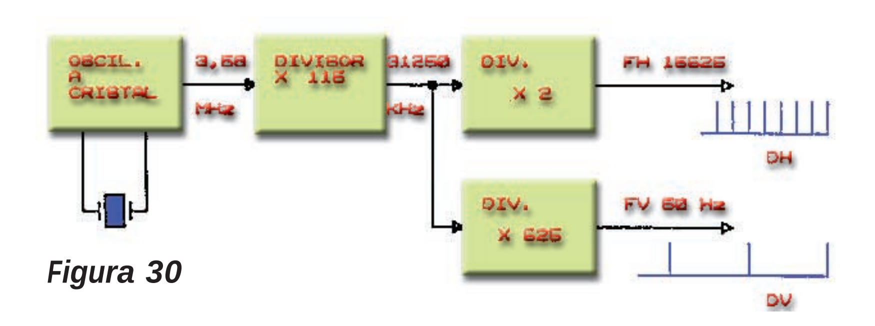


Figura 30

En la figura 30 se puede observar un diagrama en bloques del generador de base de tiempo para la norma N que, por lo general, parte de un cristal que genera además la frecuencia de la subportadora de color.

Como se puede observar ambos generadores entregan un fino pulso, que se llama pulso de disparo H o V. Este pulso actúa como disparador de las rampas H y V que, por último, generarán el barrido del haz tal como se observa en la figura 31.

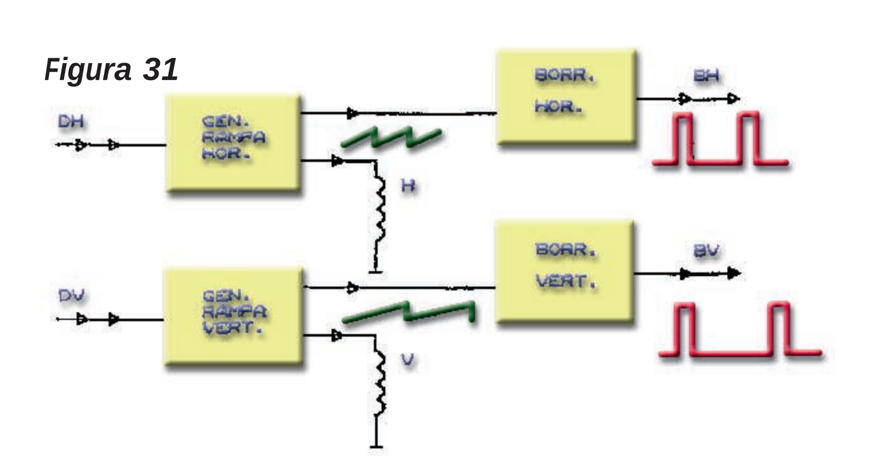


Figura 31

Observemos que existen dos bloques llamados BH y BV que están destinados a cortar el haz durante el retorno. El movimiento del

haz sigue al incremento lineal de los campos magnéticos en las bobinas del yugo.

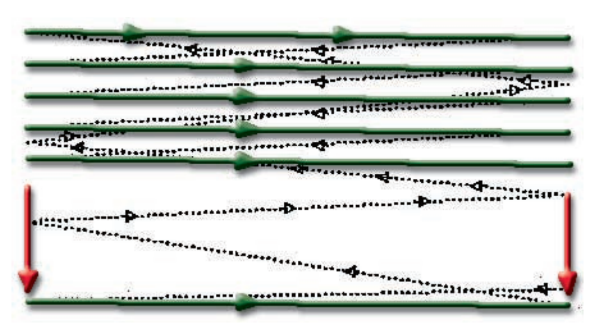


Figura 32

Una descripción completa del recorrido del haz es la siguiente: en el mínimo de ambas rampas el haz se encuentra en el ángulo superior izquierdo de la pantalla y comienza a moverse hacia la derecha. Llegará al borde del mosaico coincidiendo con el valor máximo de la rampa H. Aquí comienza un rápido retorno hacia la izquierda que dura un 10% del tiempo anterior. Cuando el haz llega a la izquierda comienza un nuevo ciclo de desplazamiento horizontal.

Durante todo este tiempo el campo de la bobina V sufrió un pequeño incremento, debido Al crecimiento de la rampa vertical que hace que el haz retorne a la izquierda por un camino algo inferior al utilizado para el trazado (vea la figura 32).

Cuando el haz llega al final de la última línea horizontal, emprende un doble camino de retorno hacia la izquierda pero también hacia arriba, ya que la rampa vertical llego a su máximo y comienza a descender. Este retorno es un camino en zigzag, debido a que entran varios ciclos horizontales durante el período de retorno vertical (depende de la norma, en la N el retrazado vertical dura 1 mS y durante 1 mS se puede producir 1000/64-16 ciclos horizontales).

Las señales de borrado BV y BH se aplican a una llave electrónica, que se conecta al cátodo y que produce una tensión equivalente al valor de oscuridad, mientras una o las dos señales de borrado se encuentran altas (figura 33).

En la continuación de este capítulo, se explicará la inserción del sincronismo dentro del video, ya que sólo tenenemos un canal de comunicaciones entre el receptor y el transmisor.

Se presentará además un sistema concreto de barrido entrelazado.

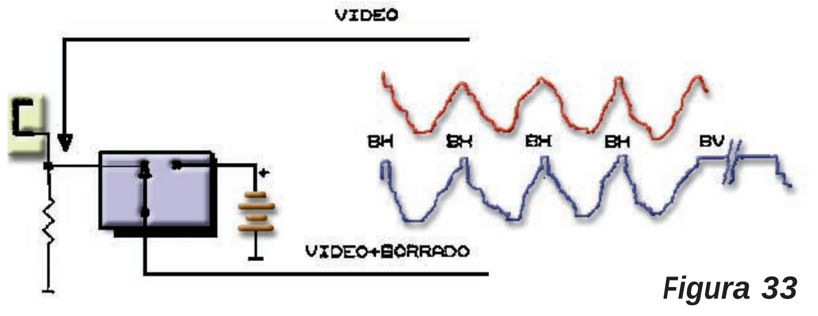


Figura 33

DIAGNOSTICO DE FALLAS EN TV COLOR

INTRODUCCIÓN

La reparación de un receptor de TV se inicia con el diagnóstico de la falla que presenta.

Saber cuál es la falla que presenta el aparato permitirá identificar los bloques y circuitos que causan el problema. Esto se realiza por medio del análisis de los síntomas que presenta en la pantalla y en el parlante.

Obviamente, para encarar con éxito una reparación es preciso seguir determinados pasos iniciales que nosotros presentamos en forma de preguntas:

¿Qué debe esperar de un aparato de televisión?

El televisor debe entregar imagen y sonido. La imagen tiene una trama, una señal de TV y un color determinado.

La trama o raster es el encendido uniforme de la superficie fosforescente del TRC y se visualiza en la pantalla del televisor como una retícula gris.

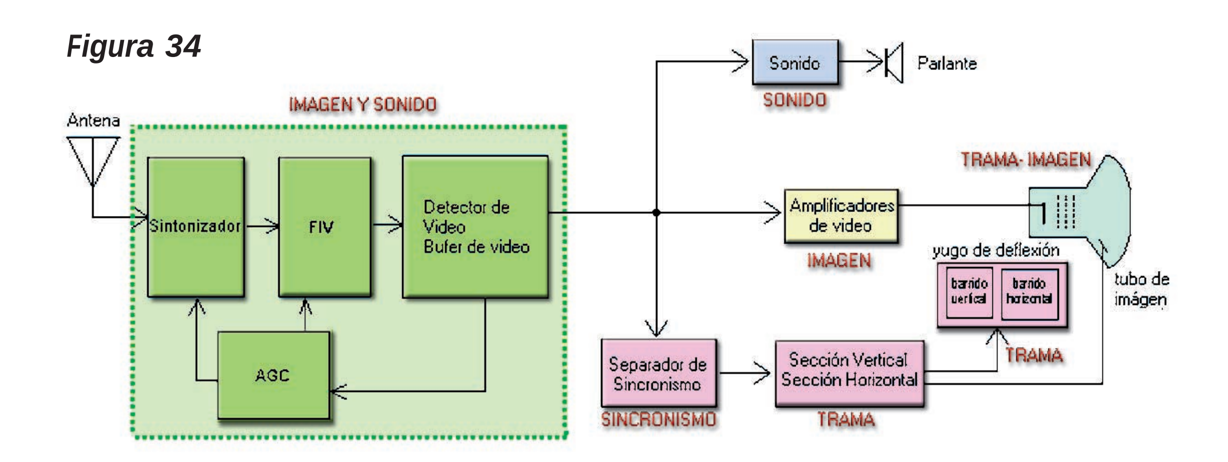
La señal de TV es lo que debemos "ver", es decir, es la reproducción en la pantalla del televisor de la escena que transmite la estación de TV. Pero también debemos analizar la información de color que acompaña a una imagen y sólo puede ser reproducida en la pantalla de un tubo de imagen a color.

En cuanto al sonido, es la información audible que se transmite junto con la imagen y es reproducido en el parlante del televisor.

¿Qué síntomas presenta el televisor averiado que ha llegado a nuestro banco de trabajo?

Debe tener en cuenta que, si bien ya no existen (casi) los televisores blanco y negro, es preciso conocer algo de ellos. Estos aparatos deben reproducir una

Figura 34



trama con imagen (señal de TV) y el correspondiente sonido y, a diferencia del TV color, no poseen salida de color y el TRC posee un solo cañón electrónico.

En la figura 34 podemos apreciar el diagrama en bloques de un televisor blanco y negro con los diferentes bloques agrupados de acuerdo con las salidas que manejan, mientras que en la figura 35 podemos ver el diagrama en bloques de un televisor color con las secciones agrupados conforme a las distintas.

Esto quiere decir que, en función del análisis que hagamos sobre la reproducción tanto del parlante como de la pantalla podemos tener las fallas agrupadas en:

1) Fallas en la trama

2) Fallas en la etapa de luminancia

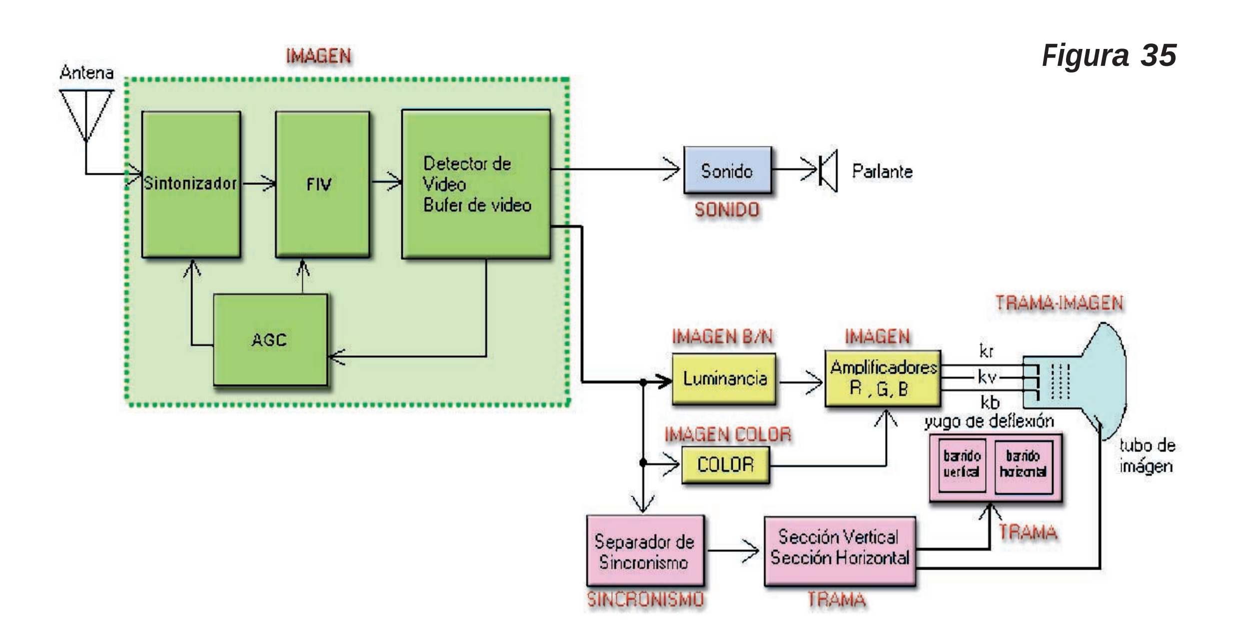
3) Fallas en la etapa de color

4) Fallas en el sincronismo

5) Fallas en la etapa de audio

6) Fallas en la fuente de alimentación

O sea que, o bien tenemos 6 tipos de fallas diferentes o bien existirán defectos correspondientes a fallas en más de una etapa. Cabe aclarar que la pantalla del televisor muestra los defectos que se producen en la trama, imagen, color y sincronismo mientras que el parlante muestra los defectos en el sonido. Si



hay problemas en la fuente, seguramente se notará tanto en la pantalla como en el parlante (aunque muchas veces puede no percibirse tanto en el parlante).

Ahora, si bien hemos agrupado las posibles fallas en 6 categorías correspondientes a bloques bien definidos del televisor, recuerde que un aparato debe reproducir una trama, una señal de TV y un sonido. Veamos entonces qué defectos se pueden producir si hay problemas con alguno de estos tres tópicos:

Defectos en la Trama

Los siguientes defectos corresponden a problemas en la trama:

* Pérdida total de la trama

* Trama de un sólo color

* Trama borrosa o sin nitidez

* Ondulaciones en la pantalla

* Trama con manchas de color

* Falta de altura o de ancho

* Doblez en la parte superior o inferior de la pantalla

* Excesiva altura o ancho
* Distorsión tipo almohadilla
* Trama alineal, etc.

Defectos en la Señal de TV

Cuando hay problemas con la imagen, se pueden apreciar alguno de los siguientes defectos:

* Pérdida total de la imagen,
* Imagen débil,
* Imagen negativa,
* Imagen sin brillo,
* Imagen sin color,
* Pérdida del sincronismo,
* Imagen que se dobla o se quiebra,
* Imagen no lineal,
* Tinte incorrecto o colores equivocados, etc.

Defectos en el Sonido

Los defectos que se perciben cuando hay problemas en el sonido pueden ser:

* Pérdida total del sonido,
* Sonido débil,
* Zumbidos de fondo,
* Sonido distorsionado, etc.

¿Cuáles son las posibles etapas defectuosas, responsables de producir la falla?

Cuando hay problemas en la trama, la falla puede estar en:

* Fuente de alimentación
* Etapa horizontal
* Circuitos del tubo de imagen
* Etapa vertical

Si hay problemas con la señal de TV (con la imagen), las etapas que pueden tener problemas son:

* Antena
* Sintonizador
* Frecuencia Intermedia o FI
* Control Automático de Ganancia o AGC
* Detector de video
* Amplificador Separador de video (buffer de video)
* Amplificadores de color: de Rojo, Verde y Azul o RGB
* Tubo de imagen

Cabe aclarar que si hay problemas en la antena, o en la etapa de FI o en el sintonizador o en el AGC (control automático de ganancia) tendremos problemas tanto en la imagen como en el sonido.

Si hay problemas en el bloque de luminancia se verán afectadas las imágenes blanco y negro mientras que problemas en la etapa de croma ocasionaran inconvenientes en los colores de la imagen.

Si hay problemas con el sincronismo las etapas defectuosas podrán ser el separador de sincronismo o el control automático de fase (CAF).

Mientras que si tenemos una reproducción con fallas en el parlante y el amplificador de audio está bien, deberemos localizar la falla en:

Antena, sintonizador, frecuencia Intermedia o FI, control automático de ganancia o AGC

VERIFICACIÓN DE LAS ETAPAS DEFECTUOSAS

¿Cómo verifico el estado de dichas etapas y de qué manera se localiza el componente en mal estado?

El técnico reparador deberá dejar el aparato como cuando salió de fábrica, es decir, funcionando perfectamente con los componentes apropiados, no lo debe hacer de nuevo… por lo cual no se debe estudiar el funcionamiento de cada bloque sino que debe localizar el problemas para buscar la falla defectuosa. En esa sección hay un elemento defectuoso que debemos localizar y cambiar, hecho lo cual el televisor debe funcionar normalmente.

Para realizar un buen servicio debe seguir los siguientes pasos:

1) Realizar el diagnóstico

2) Localizar la falla

3) Corregir la falla

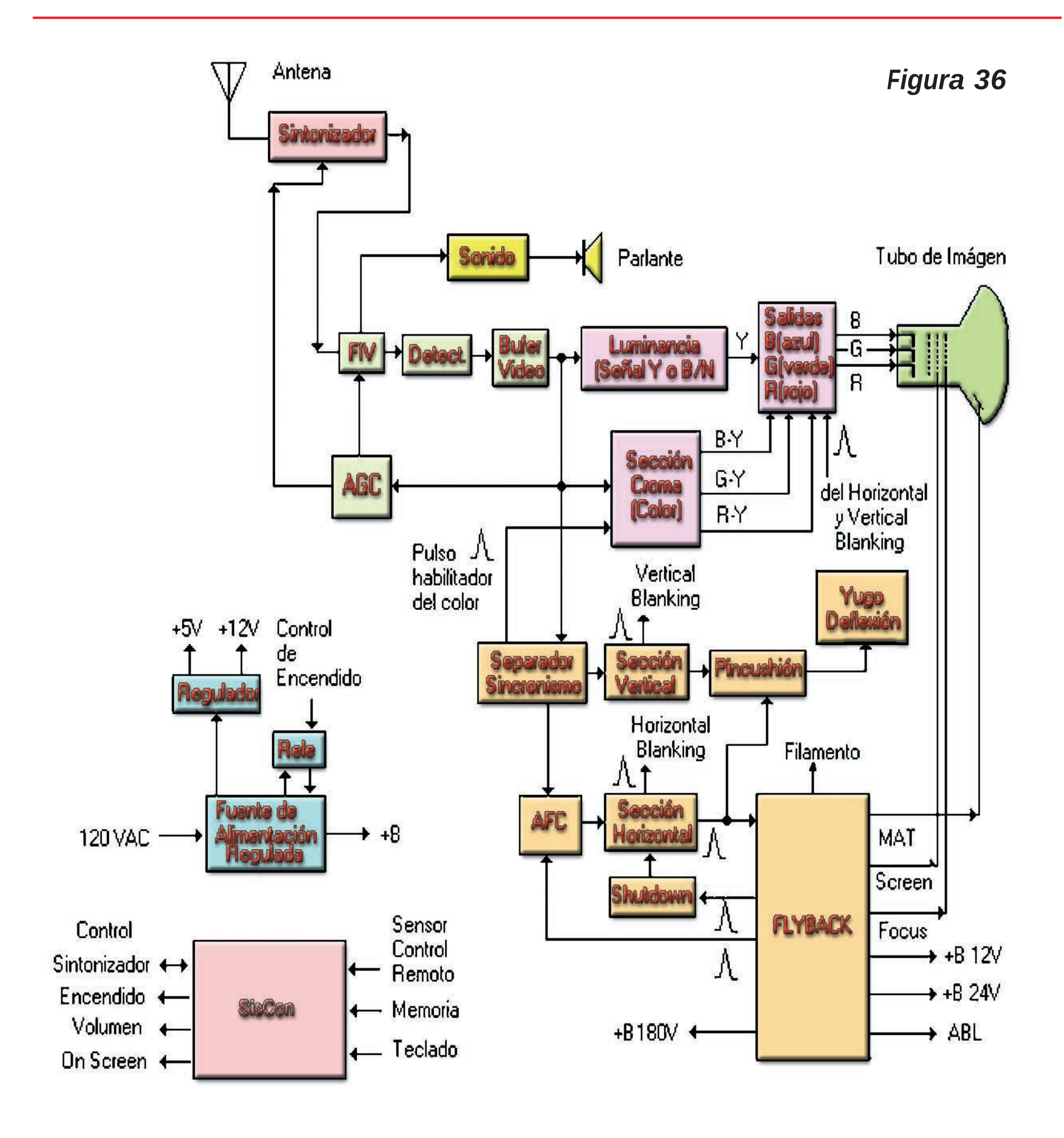
4) Comprobar el correcto funcionamiento del televisor

El diagnóstico consiste en examinar y determinar cuáles son las secciones y circuitos que causan el problema. Para ello es preciso que identifique los bloques descriptos en las figuras 34 y 35.

En el tomo 1 de este Curso Superior se estudió el diagrama en bloques de un TV color pero a los fines de establecer parámetros que faciliten la reparación de un equipo, en la figura 36 se describe nuevamente el esquema en bloques pero con algunos puntos “claves” en los que deberemos verificar el estado de las señales. Tenga en cuenta que la forma correcta de realizar “el servicio” de un aparato de TV depende de cada persona y eso sólo se consigue con la experiencia, sin embargo, existen lineamientos básicos que conviene respetar.

Para localizar la falla primero debe verificar los circuitos que forman la sección con problemas y luego debe revisar secuencialmente cada uno de los circuitos.

Debe medir los voltajes y ver las señales que se entrega en la salida cada



una de las secciones que hemos diagnosticado teniendo en cuenta que una tensión o una señal ausente (o alterada) nos dá la pauta que se trata de un circuito con problemas.

Revise en forma ordenada el cableado, las pistas de circuito impreso, las soldaduras, y los componentes asociados con el circuito que tiene fallas.

Para solucionar el problema, una vez localizada la avería, haga la corrección reparando las partes defectuosas o reemplazando los componentes dañados. Hecho esto, compruebe el funcionamiento del televisor, si anda bien, hemos

terminado con la reparación, si es anormal, debe comenzar con la tarea nuevamente.

A continuación daremos algunos ejemplos de las etapas involucradas y qué debe hacer en cada caso, dependiendo del síntoma que presenta el aparato:

1) Síntoma: No hay trama ni sonido

El problema puede estar en la fuente de alimentación o en el horizontal, por lo tanto haga mediciones en:

Entrada AC

Circuito rectificador

Regulador de voltaje

Oscilador horizontal

Driver horizontal

Salida horizontal

Fly-back

2) Síntoma: No hay imagen ni sonido, pero hay trama

Obviamente, es el caso en que no tenemos señal y, por lo tanto, debemos buscar el problema en el sintonizador, la antena, la etapa de FI o el AGC. Verifique en:

Antena

Amplificador de RF

Mezclador

Oscilador local

Sintonía fina

Amplificadores de FI

Control automático de ganancia (AGC).

3) Síntoma: No hay imagen, pero hay trama y sonido

En estos casos la falla puede estar en el bloque de video o luminancia por eso debemos verificar:

Detector de video

Amplificador de video

Buffer de video

Amplificadores de video

Circuitos de control de contraste y brillo

Salida de imagen rojo, verde y azul

4) Síntoma: El aparato se enciende y se apaga

El problema está en la fuente de alimentación o en el SisCon o en el circuito de shut down del horizontal. Haga mediciones en:

Regulación de voltaje

Circuitos de encendido automático

Ajuste del Shut Down.

5) Síntoma: No hay trama, pero el sonido es normal

En primera instancia descartamos problemas en la fuente de alimentación y buscamos problemas en el circuito del TRC y en la etapa horizontal. Debemos medir en:

Oscilador horizontal

Driver horizontal

Salida horizontal

Fly-back

Filamento del TRC

Circuitos del tubo de imagen

6) Síntoma: Hay imagen pero no hay sonido

No hay Sonido, hay Imagen

En este caso, es lógico suponer que el problema está en la etapa de audio, por ello debe hacer mediciones en:

Amplificador de frecuencia intermedia de sonido (FIS)

Detector de sonido

Circuito de control de sonido

Amplificador de audio

Parlante.

7) Síntoma: La imagen está en blanco y negro y hay sonido.

El problema está en la etapa de croma o hay problemas con la sintonía. Debe verificar:

Amplificadores de color

Circuito de control de control

Oscilador de 3.58 MHZ

Salida R-Y, G-Y y B-Y

Sintonizador y FIV (fuera de sintonía o falta de alineación)

8) Síntoma: Imagen y sonido intermitente, trama normal

Es posible que exista un falso contacto en la etapa de FI, o una soldadura defectuosa razón por la cual se debe buscar una falsa conexión en las etapas de:

Sintonizador, FIV, AGC

9) Síntoma: El receptor a veces enciende y a veces no.

Debe buscar en la fuente +B de arranque inicial (star up) con conexión falsa.

10) Síntoma: No sintoniza algunos canales

El sintonizador está defectuoso.

11) Síntoma: No hay sincronismo vertical

Como el problema está en la etapa de sincronismo, debe buscar en el separador o en el vertical. Haga mediciones en:

Oscilador vertical

Circuito vertical Hold

12) Síntoma: No hay sincronismo horizontal

Como el problema está en la etapa de sincronismo, debe buscar en el separador o en el horizontal. Haga mediciones en:

Oscilador horizontal

Circuito horizontal Hold

13) Síntoma: No hay sincronismo vertical ni horizontal

Casi con seguridad el problema está en el separador de sincronismo.

14) Síntoma: En la imagen aparecen líneas de puntos o franjas de distintos contrastes.

Líneas de puntos o franjas sobre la imagen.

Generalemente estas fallas son debidas a fugas o interferencias procedente del fly-back pero también pueden deberse a aparatos eléctricos exteriores.

15) Síntoma: Fantasmas, imágenes dobles.

Debe realizar mediciones en:

Conexión de antena, sintonizador, FIV.

Fallas y Soluciones Comentadas

1) TV SANYO 20C21EF63 chasis 20A7

1.1) Falla: Sin trama, sin sonido (virtualmente muerto).

1.2) Solución: Tal como lo indica la lógica, se verificó la existencia de tensiones en la fuente, midiendo en los cátodos de los diodos DS51 a DS54 sin encontrar los valores teóricos.

Como en el diagrama esquemático del circuito figura el valor de las tensiones que tienen que tener los terminales de los transistores de la fuente se procedió a medir las tensiones de colector de Q511, Q512 y Q513.

En el emisor de Q511 había casi 1V por lo cual se pensó que el componente estaba en mal estado, sin embargo, un análisis posterior demostró que había un corto virtual en el resistor R511. Se lo reemplazó y el televisor quedó reparado. Cabe aclarar que también se dudó del estado de D517 ya que al medirlo mostraba fugas sospechosas pero como no se encontró en el mercado otro diodo similar se optó por dejar el original. Otro detalle a tener en cuenta es que el diodo zener D519 en el aparato era de 5,6V en lugar de los 7,5V que figuran en el diagrama.

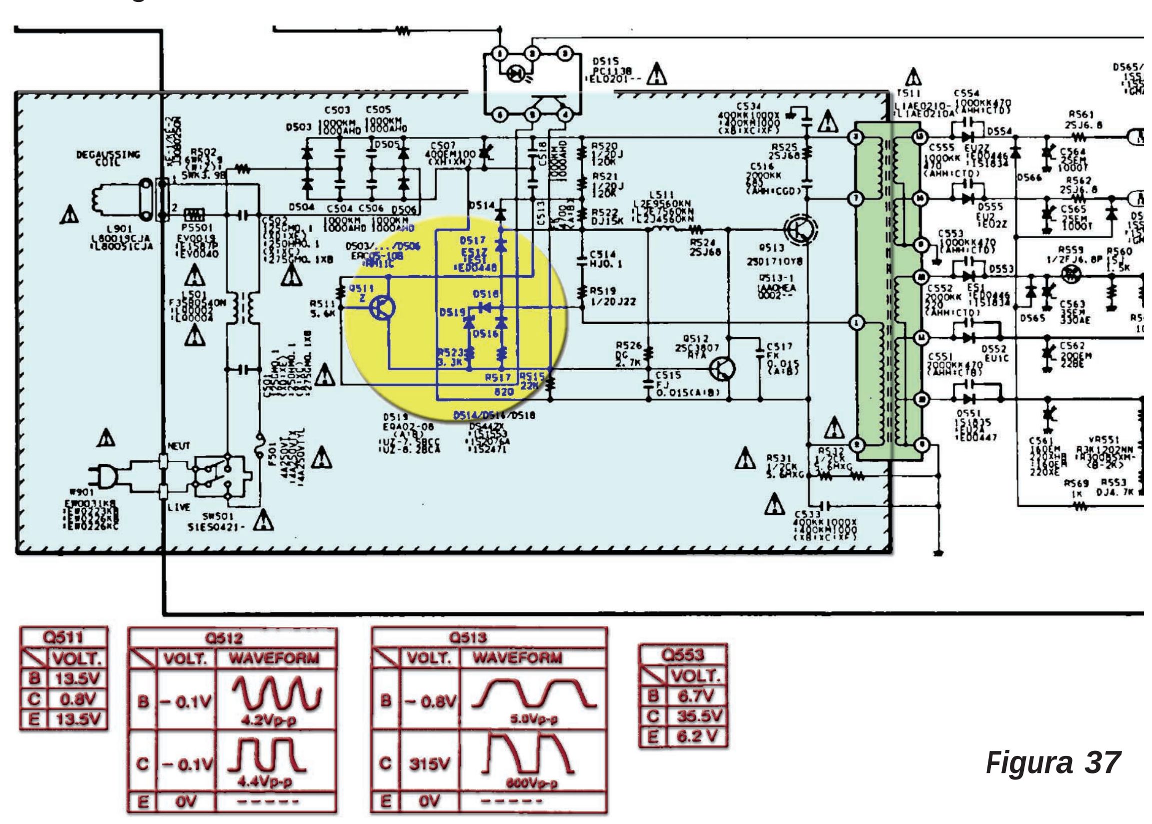


Figura 37

2) TV HITACHI 2114

2.1) Falla: Con imagen, sin sonido.

2.2) Solución: Al tener imagen, se sospechó de la etapa de audio razón por la cual se verificó el estado del parlante inyectando señal con un oscilador tipo multivibrador de 1000Hz con una salida de 1,2Vpp.

El parlante funcionaba bien razón por la cual se inyectó señal en la pata 3 del IC401 verificando que el parlante casi no emitía sonido por lo cual se sospechó del circuito amplificador.

Al medir la tensión en el integrado (TDA2824S) entre pata 8 y masa se compróbó un valor demasiado bajo y siguiendo el diagrama de la figura 38 se encontró que el diodo D956 estaba abierto.

Como no se encontró un componente de la misma matrícula se lo reemplazó por un 1N4003 y el equipo quedó reparado.

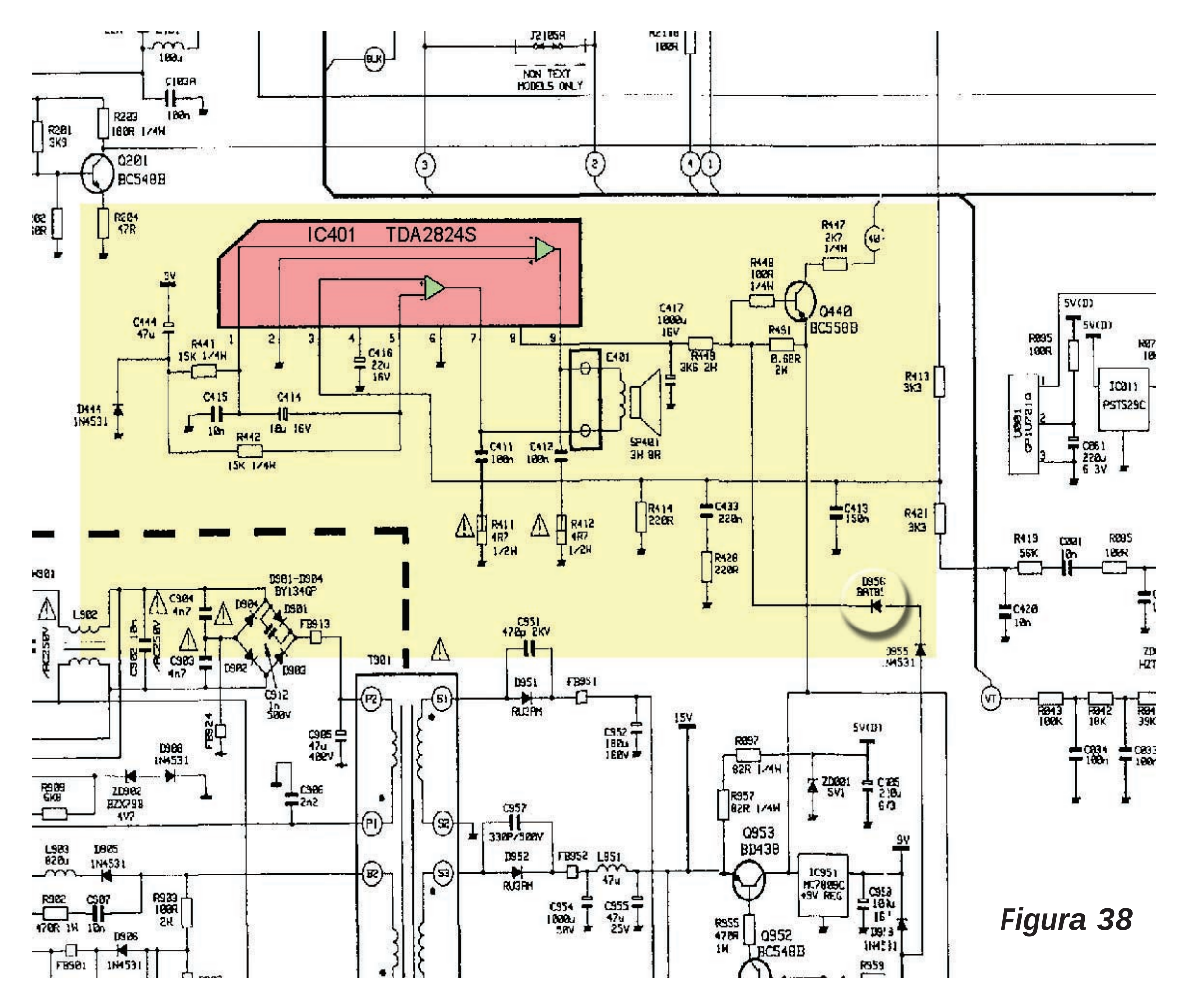


Figura 38

3) TV Panasonic TC-21L1R

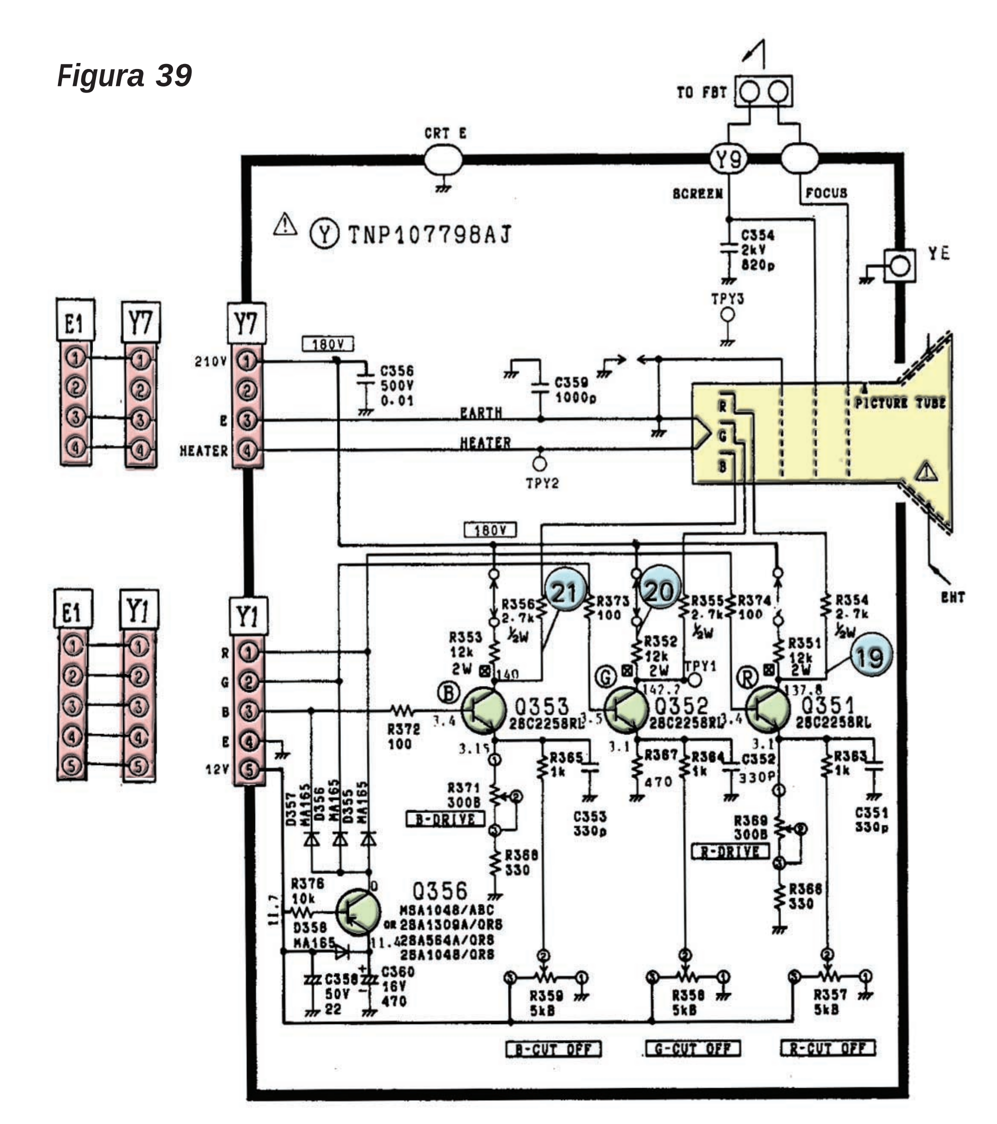
3.1) Falla: La imagen presenta colores erróneos en forma intermitente.

3.2) Solución: Al ser una falla intermitente se pensó en algún falso contacto o soldadura defectuosa en la etapa de color. Como primera medida se movieron los transistores suavemente para ver si el problema estaba en alguna soldadura de sus terminales y luego se realizó una inspección visual de los circuitos impresos. Se comprobó que la placa del amplificador de señales de color (R, G, B) tenía las soldaduras verdes y mucha suciedad por lo cual en primer lugar se la limpió. Posteriormente se repasaron las soldaduras pero el problema persistía.

Al tocar los cables del conector Y7 (figura 39) los colores de la imagen comenzaron a alterarse razón por la cual se repasó la soldadura del cable que lleva la tensión de alimentación (pata 1 del conector y7) solucionándose el problema. Cabe aclarar que el televisor se encontraba muy cerca de la campana de salida de humo de la cocina de un restaurante razón por la cual era lógico que los circuitos estén sucios (engrasados).

****

Figura 39



SABER ELECTRONICA

EDICION ARGENTINA

WEB ELECTRONICA CLUB SE

Curso Superior de TV Color

El Sincronismo Compuesto

El Separador de Sincronismo

Separación de Sincronismo Horizontal y Vertical

La Deflexión Vertical

El Amplificador Vertical

Reparaciones en la Etapa de Salida Vertical

4

REP. ARGENTINA, $5,90

9 789871 116195 00004







PRESENTA

Curso Superior de

TV Color

volumen 4

Autores: Ing. Alberto H. Picerno, Ing. Horacio D. Vallejo

El Sincronismo Compuesto
El Separador de Sincronismo
Separación de Sincronismo Horizontal y Vertical
La Deflexión Vertical
El Amplificador Vertical
Reparaciones en la Etapa de Salida Vertical

Editado por:
EDITORIAL QUARK S.R.L.
Herrera 761/63 (1295) Buenos Aires, Argentina
Tel./fax: (0054-11) 4301-8804

Director: Horacio D. Vallejo

Impresión: Mariano Mas, Bs. As., Argentina - diciembre 2003.

Distribución en Argentina: Capital: Distribuidora Cancellaro e Hijo SH, Gutenberg 3258, Buenos Aires - Interior: Distribuidora Bertrán S.A.C., Av. Vélez Sarsfield 1950, Buenos Aires
Distribución en Uruguay: Rodesol, Ciudadela 1416, Montevideo.
Distribución en México: Saber Internacional SA de CV, Cda. Moctezuma Nº 2, Esq. Av. de los Maestros, Col. Santa Agueda, Ecatepec de Morelos, Ed. México, México, (0155) 5839-5277/7277
Distribución en Colombia, Venezuela, Ecuador, Perú, Paraguay, Chile y Centroamérica: Solicitar dirección del distribuidor al (005411)4301-8804 o por Internet a:

www.webelectronica.com.ar

ISBN Obra Completa: 987-1116-19-5

Prólogo

Obra compuesta de 6 tomos independientes que enseña teoría y reparación de televisores a color.

Por ser un curso, los lectores tienen apoyo a través de Internet, por medio de claves de acceso a **www.webelectronica.com.ar** que se publican en cada volumen.

Este texto es la Segunda Serie del Curso Completo de TV Color del Ing. Picerno, por lo cual posee temas tratados en dicho libro. Los primeros tomos trataron aspectos generales de distintos bloques de televisores convencionales y describen características generales que hacen a la transmisión de televisión. Tenga en cuenta que en el tomo 3 se comenzaron a describir fallas en receptores comerciales y que en el próximo tomo se profundizará dicho tema. En los tomos 1 y 2, además del estudio de varias etapas, se describieron los métodos generales para encarar el mantenimiento y la reparación de receptores.

La descripción de las etapas que componen un receptor se realiza teniendo en cuenta la evolución de la tecnología, tratando incluso, los sistemas microcontrolados actuales. En esta entrega se analizan los siguientes temas:

El Sincronismo Compuesto

El Separador de Sincronismo

Separación de Sincronismo

Horizontal y Vertical

La Deflexión Vertical

El Amplificador Vertical

Reparaciones en la Etapa de Salida Vertical

INDICE

EL SINCRONISMO COMPUESTO

LA INSERCIÓN DEL SINCRONISMO

Como el video y el sincronismo deben ser enviados por un mismo canal de comunicación entre el transmisor y el receptor, se deberá realizar un multiplexado de ambas señales.

El circuito de multiplexado es una variante del visto en el capítulo anterior. El único cambio consiste en generar la señal de sincronismo y sumarla a la tensión continua de nivel de negro (figura 1).

Como se puede observar, los pulsos de sincronismo alcanzan un nivel superior al correspondiente nivel negro, llamado nivel de infranegro.

Un generador de sincronismo básico, estaría formado por dos multivibradores monoestables, que determinan la duración de los pulsos de sincronismo y que son excitados por las ya conocidas señales de disparo DH y DV, que ahora cumplen una distinta función; ya que a su función original de disparar los barridos de la cámara, se le agrega ahora la de marcar el ritmo de la generación del sincronismo (vea la figura 2).

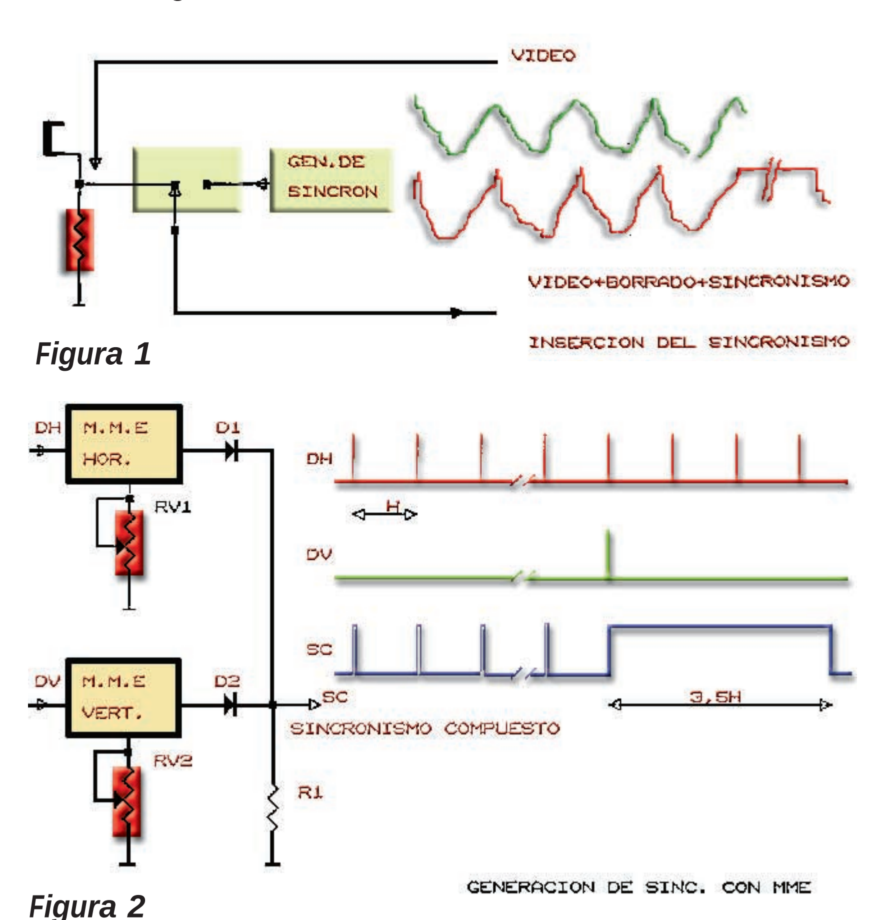


Figura 1

Figura 2

Los controles RV1 y RV2 ajustan el ancho de los pulsos de sincronismo de acuerdo al valor indicado por la norma.

En ambas normas, la duración del sincronismo vertical es de aproximadamente 3,5 veces el período horizontal (en lo sucesivo H).

En el receptor, luego de separar la señal de sincronismo, se separan los pulsos H de los V para enviarlos a los correspondientes generadores de deflexión, los que a su vez alimentarán el yugo del receptor. De este modo, se asegura que los haces de la cámara y del TCR del receptor se muevan en forma sincrónica. Vulgarmente se dice que están enganchados.

Si el lector observó con cuidado la figura 2, debe haber notado que el circuito básico suprime los pulsos horizontales durante el pulso de sincronismo vertical. Esto no es una falla grave, ya que ocurre durante el período de borrado y, por supuesto, no es visible. De cualquier modo las normas requieren que durante el sincronismo vertical sigan existiendo los pulsos horizontales, tal como se observa en la figura 3.

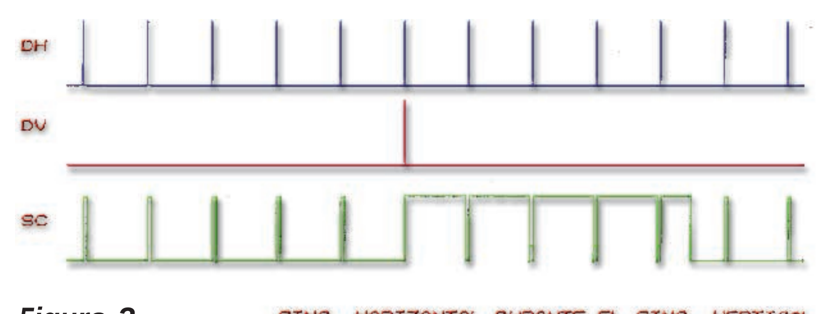


Figura 3

El lector debe observar que es el flanco ascendente del sincronismo horizontal el que coincide con el pulso DH, por lo tanto, en el receptor se debe conseguir que dicho flanco y no otro, sea el utilizado para sincronizar el oscilador horizontal.

EL BARRIDO ENTRELAZADO

Anteriormente mencionamos que para que el ojo no aprecie parpadeo alguno, las imágenes que le llegan deben tener un ritmo de 50 cuadros por segundo. Sin embargo, para obtener una sensación de movimiento continuo del contenido de cada cuadro, basta con sólo 25 cuadros por segundo.

En el cine se soluciona el problema haciendo que cada fotograma se ilumine dos veces mediante una cruz, que pasa entre la película y la lámpara obturando la luz en forma pulsada.

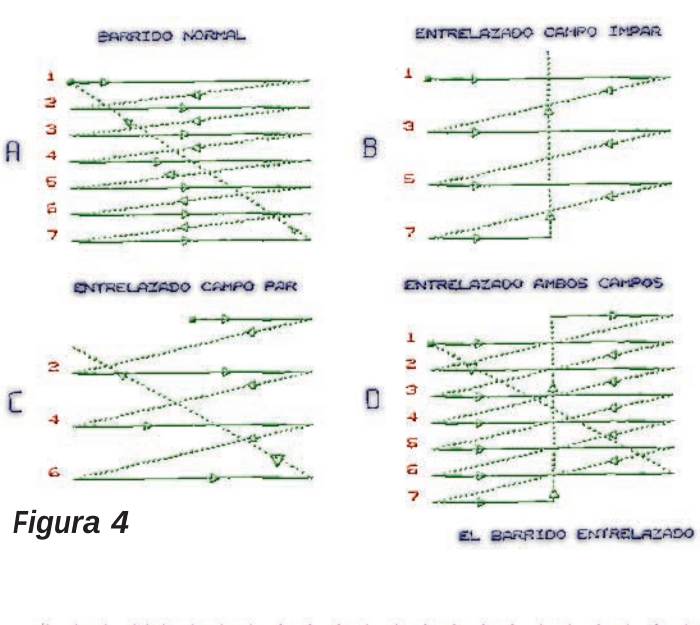


Figura 4

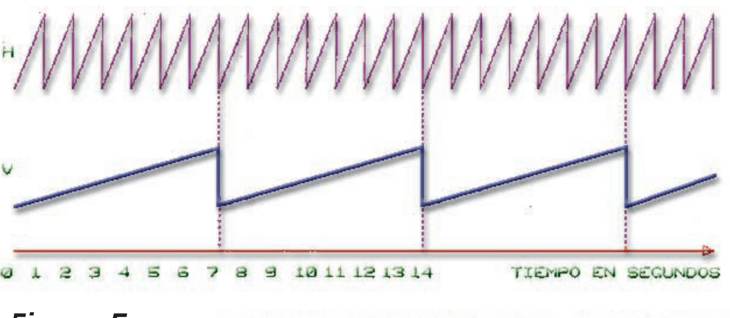


Figura 5

El lector se podría preguntar por qué no se pasa la película a 50 cuadros por segundo, ya que la sensación de movimiento sería todavía superior a 25. La respuesta es que se utilizaría el doble de metraje para una determinada duración de película.

En TV ocurre algo equivalente, en este caso lo que se pretende es utilizar el mínimo de ancho de banda asignado a cada canal, para optimar el uso de espacio radioeléctrico. Si la transmisión se efectuara a razón de 50 cuadros por segundo, se debería utilizar aproximadamente 12MHz de ancho de banda, en tanto que realmente se utilizan 6MHZ. La solución es lo que se llama el barrido entrelazado. Explicaremos con detalle cómo se realizará el barrido para un sistema creado con fines didácticos que sólo tiene ocho líneas de barrido (recuerde el lector que el sistema N tiene 625 líneas, figura 4).

En la parte A de la figura se muestra un barrido normal (no entrelazado), considerando que los tiempos de retrazado H y V son nulos. El barrido comienza en el ángulo superior derecho y cuando se termina de trazar la línea 1, salta a una posición levemente inferior, comienza la 2 y así hasta llegar al final de la 7. Si cada línea se trazara en un intervalo de tiempo de 15 segundos, el período vertical sería de 7 (vea la figura 5).

En un sistema entrelazado de 2x1 se utiliza un período vertical que dura la mitad del tiempo, es decir, que la primer rampa vertical termina cuando se está trazando la mitad de la tercer línea (figura 6).

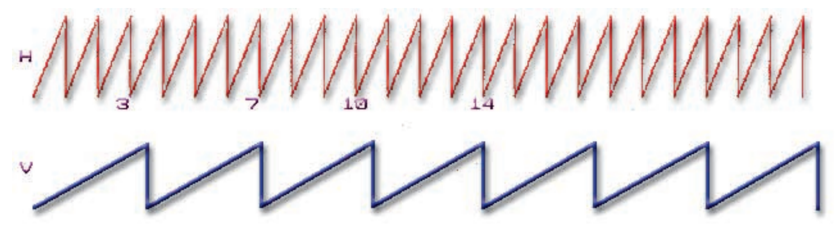


Figura 6

Volviendo a la figura 4 el barrido se realiza en dos campos (campo par y campo impar) que forman un cuadro completo. En B se muestra la formación del campo impar. El barrido comienza en el ángulo superior izquierdo y termina en 1 seg., sólo que la línea siguiente se traza con mayor separación que antes porque la pendiente de esa rampa vertical es mayor. Así se sigue hasta que se llega a la mitad del tercer trazado, en donde termina la rampa vertical enviando el haz hacia arriba donde se termina de trazar la línea inconclusa.

Luego comienza el trazado del campo par que termina abajo, a la derecha. Si se superponen ambos campos se notará que quedan perfectamente entrelazados, con una separación entre líneas idéntica a la del cuadro sin entrelazado. Cada campo se explora en 3,5 segundos (la mitad que con barrido normal) lo que significa mayor cantidad de iluminaciones de la pantalla por segundo. El cuadro se completa en 7 segundos (la misma duración que con barrido normal) lo que significa que con ambos sistemas se explorará un cuadro cada 7 segundos, pero con el sistema entrelazado se produce una iluminación de la pantalla cada 3,5 segundos y con el sistema normal, cada 7.

Tanto el sistema N como el M hacen uso del mismo tipo de entrelazado de 2x1 (dos campos por cada cuadro). En el sistema N cada campo tiene 312,5 líneas y dura 20 mS (FV =1/20 mS = 50Hz) en tanto que un cuadro completo dura 40 mS (25Hz). En el sistema M cada campo tiene 262,5 líneas y dura 16,66 mS (60Hz) en tanto que un cuadro completo dura 33,33 mS.

Para que se produzca un barrido entrelazado, sólo se necesita que las frecuencias vertical y horizontal estén relacionadas entre sí en un múltiplo de la semifrecuencia de línea (FV = n.FH/2 con “n” entero). Esto significa, en la práctica, que en la emisora se obtiene la frecuencia vertical por conteo de pulsos horizontales.



Figura 7

En la figura 7 se puede observar un circuito de

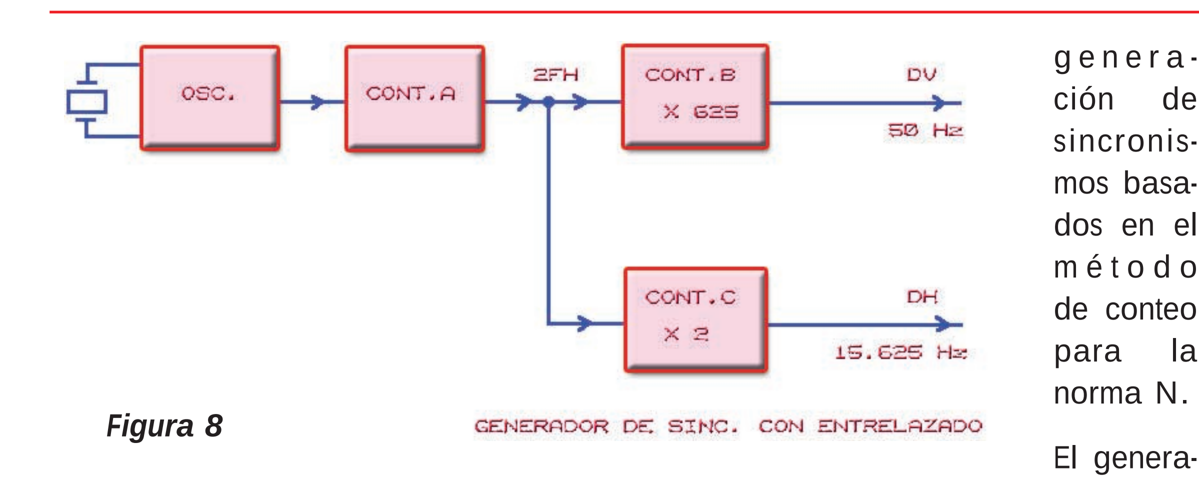


Figura 8

generación de sincronismos basados en el método de conteo para la norma N.

El generador H produce los pulsos de disparo horizontales de 15.625 Hz y el contador genera un pulso de disparo en su salida cada vez que cuenta 312,5 pulsos horizontales en su entrada.

El lector con conocimientos de técnicas digitales, sabe que no es posible diseñar un contador que trabaje con valores no enteros (312 pulsos y medio) y que el generador H será poco estable si se pretende generar directamente la frecuencia horizontal. Un sistema práctico debe generar la frecuencia H a partir de un cristal y circuitos contadores por un número entero. En la figura 8 se observa un circuito práctico.

El oscilador es del tipo a cristal que asegura una alta estabilidad con la temperatura. El contador A cuenta por una cantidad tal que su salida es exactamente el doble de horizontal. Finalmente un contador por 2 genera el pulso de disparo horizontal y un contador por 625 genera el pulso de disparo vertical.

Este generador práctico nos permite observar una cualidad importante de un sistema entrelazado: el pulso de disparo horizontal coincide con el comienzo del pulso de disparo vertical sólo en los campos impares. En los campos pares el pulso de disparo vertical tiene un retardo de media línea horizontal (en norma N 32 mS, figura 9).

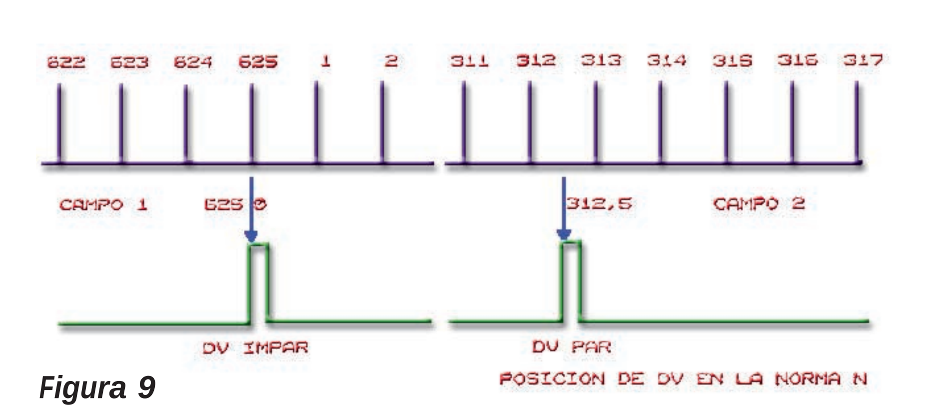


Figura 9

ECUALIZACIÓN

En la figura 9 se mostraron los pulsos de disparo correspondientes a ambos campos. La señal de sincronismo compuesto se genera a partir de esos pulsos de disparo. En la figura 10 se puede observar cómo sería la señal de sincronismo compuesto de ambos campos.

Como se puede observar, los pulsos de sincronismo vertical son muy diferentes. Esta diferencia puede tener problemas cuando el receptor pretende separar los pulsos verticales de los horizontales para llevarlos a los correspondientes generadores de barrido.

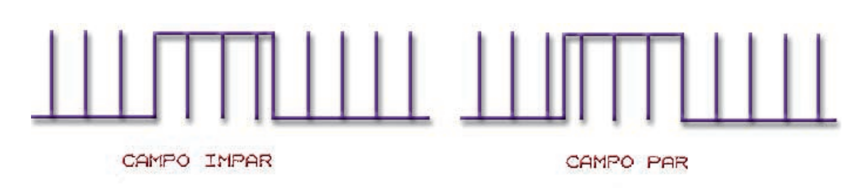


Fig. 10

Para evitar estas diferencias, se agregan los llamados pulsos de ecualización, que comienzan a aparecer un poco antes que los pulsos de sincronismo vertical y terminan un poco después. Estos pulsos tienen un ritmo de H/2 y una duración igual a la mitad del pulso de sincronismo horizontal normal (figura 11).

Como vemos, ahora los pulsos de sincronismo vertical de ambos campos son iguales: las diferencias se encuentran 128 mS antes del sincronismo vertical y 128 mS después. Estas diferencias por estar alejadas del pulso de sincronismo no provocan mayores problemas durante la separación.

El lector puede preguntarse si los pulsos agregados para permitir un mejor sincronismo vertical no alteran el funcionamiento del sincronismo horizontal del TV. La respuesta debe ser incompleta, por ahora, ya que no conocemos todavía cómo se realiza el sincronismo del generador horizontal, pero adelantamos que no se ven afectados porque los pulsos de ecualización caen en una zona ciega para el generador de barrido horizontal.

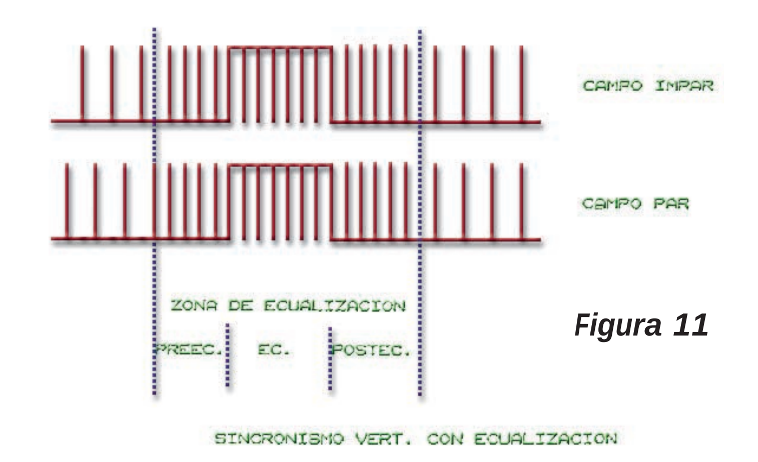


Figura 11

EL SEPARADOR DE SINCRONISMO

INTRODUCCIÓN

En los modernos sistemas de TV, los pulsos de sincronismo se caracterizan porque forman los picos máximos de modulación de la portadora RF de la emisora. Este tipo de modulación de video se llama "modulación negativa de video" y es común a todas las normas actuales de TV (como antecedente histórico se puede nombrar una vieja norma inglesa donde los pulsos significaban portadora mínima y que dejó de usarse hace ya muchos años)

¿Por qué el nombre modulación negativa de video?

Porque a los colores claros les corresponde portadora baja y a los oscuros, portadora alta; al revés de lo que podría considerarse lógico.

Las ventajas de la modulación negativa (también llamada modulación inversa) son evidentes si consideramos que el sincronismo tiene una amplitud estable, en cambio la información de video correspondiente a los colores claros presenta fluctuaciones relacionadas con el contenido de la imagen. Esta amplitud máxima estable de la portadora, es muy importante para el canal FI del televisor que la toma como referencia para el control automático de ganancia.

Para explicar el funcionamiento del separador de sincronismo nos interesa saber que la etapa de FI entrega una señal de video compuesto relativamente estable en amplitud y cuyo valor máximo corresponde con los pulsos de sincronismo horizontales y verticales; los pulsos siempre superan el nivel de negro máximo de la imagen. Este valor de amplitud se llama infranegro.

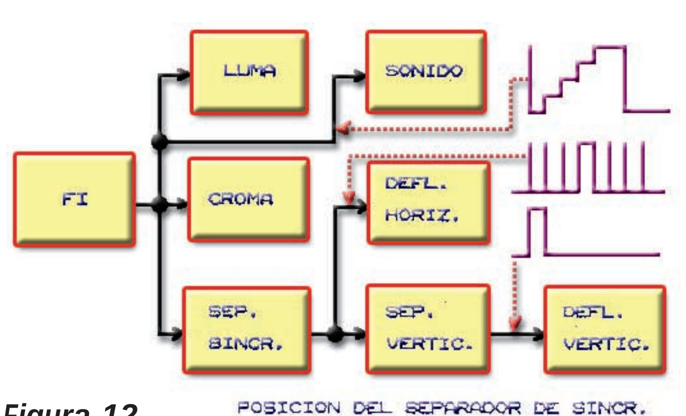


Figura 12

Tal como se encuentra, la señal de video compuesta no es apta para sincronizar las etapas de deflección vertical y horizontal del televisor. Se impone separar las informaciones de sincronismo vertical y horizontal y luego separar el sincronismo vertical por un lado y el horizontal por otro, para dirigirlo a la correspondiente base de tiempo (vea la figura 12)

LA SEPARACIÓN POR NIVEL DE RECORTE FIJO

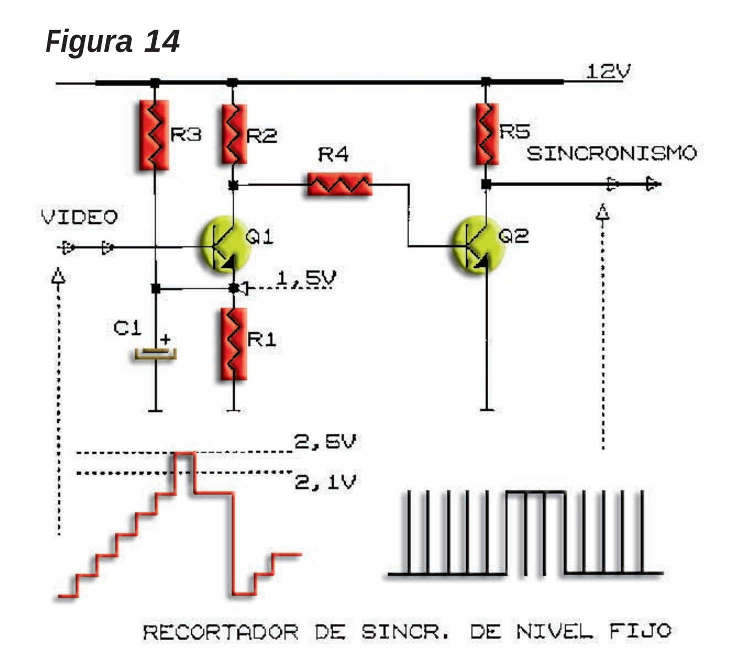
Si bien existen pocos televisores que trabajan por recorte fijo, didácticamente conviene analizarlos primero. Prácticamente está estandarizado que la señal de video que sale de la FI tiene una amplitud de 2,5V que corresponde al infranegro (100%), figura 13.



Figura 13

Un simple circuito recortador a nivel de 2,1V permite separar la señal de sincronismo (en la figura 13 sólo se dibujó el pulso horizontal pero el vertical tiene niveles similares). Por ejemplo, el circuito de la figura 14 cumple perfectamente el cometido de recortar el sincronismo y su posterior inversión.

Figura 14



¿Por qué siendo el circuito tan sencillo no es el más utilizado?

Porque depende de la estabilidad de la amplitud de

video y una falla que podría pasar desapercibida por el cliente (bajo contraste) se transforma en una falla grave con la pérdida de sincronismo. Además, en la actualidad los televisores tienen entrada de audio y video, y estaríamos dependiendo de la estabilidad de un circuito externo al TV. En los televisores donde se emplea este circuito primero se deforma la señal de video para enfatizar los niveles superiores al 70% y permitir la utilización de un eje de recorte del orden del 50% de la amplitud total.

LA SEPARACIÓN CON NIVEL DE RECORTE VARIABLE

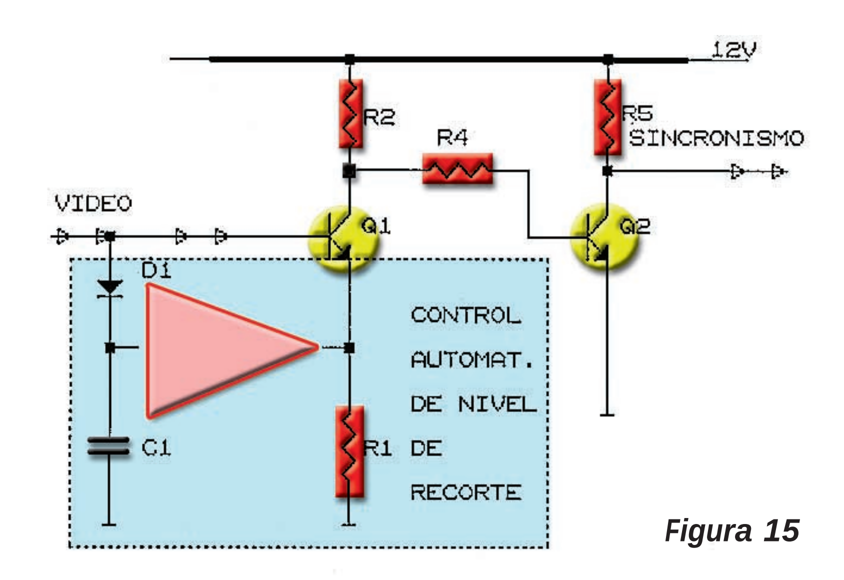


Figura 15

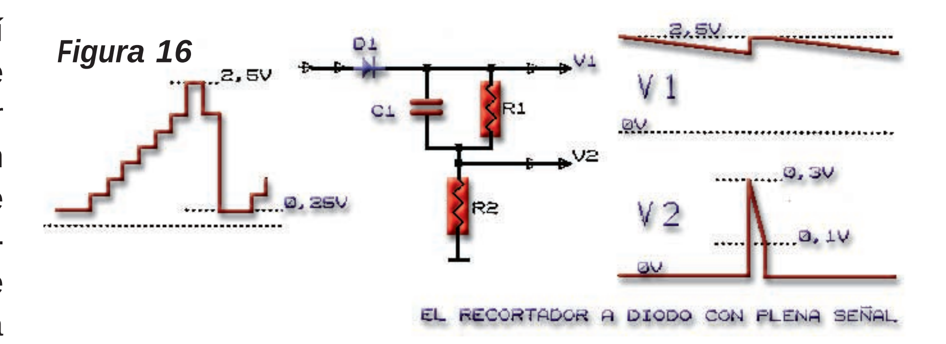
Si el nivel de tensión de 2,1V de la figura 14 se pudiera variar en función de la amplitud de pico de la señal de video, el circuito perdería la inestabilidad inherente que lo caracteriza (figura 15)

El circuito podría funcionar correctamente pero es algo complejo. En realidad con un solo transistor se puede lograr un circuito que tiene las características de ajuste automático de nivel de recorte y es el que se utiliza prácticamente en todos los televisores, desde la época de los circuitos transistorizados de blanco y negro.

EL SEPARADOR A DIODO

A pesar que el separador a diodo no tiene utilidad práctica, todos los circuitos usados en la actualidad basan su funcionamiento en él. Por lo tanto, lo tra-

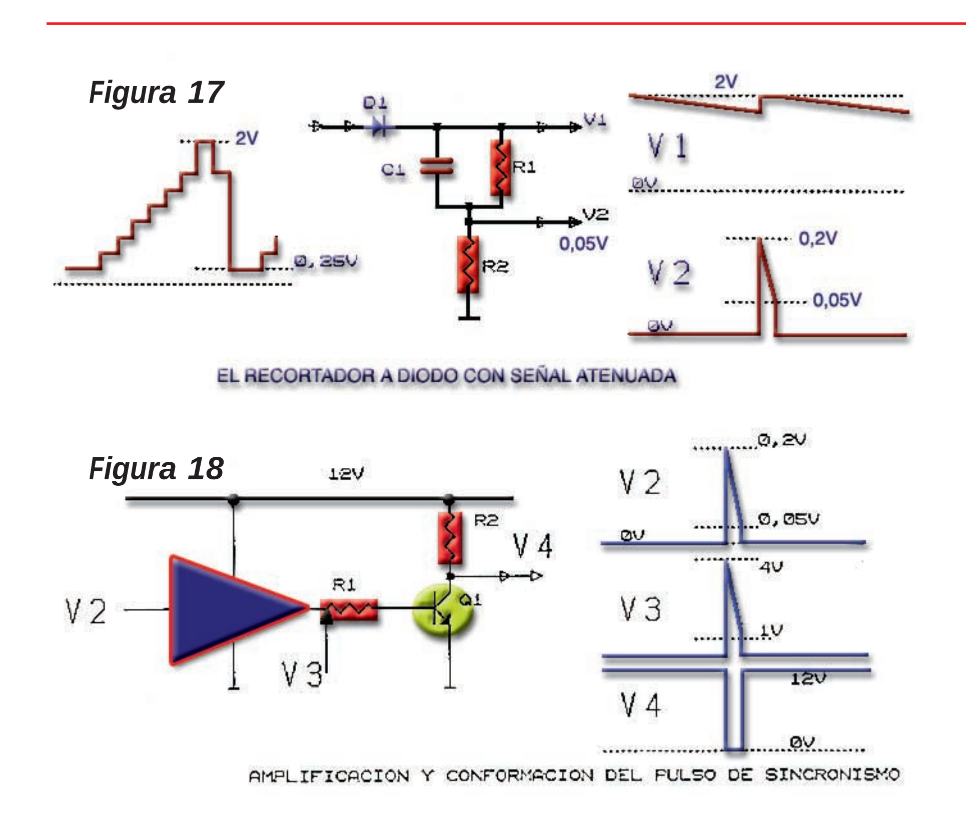
taremos aquí extensamente dado su valor didáctico. En la figura 16 se observa el sencillo circuito de un separador a diodo y las formas de señal relacionadas con él. Para simplificar nuestro estudio se considera solamente el pulso de sincronismo horizontal y una señal de video en escalera con amplitud normalizada de 2,5V.



Todo aquel que conozca el funcionamiento de un rectificador a diodo, puede entender fácilmente el funcionamiento del separador a diodo. En principio se debe considerar que R2 tiene un valor despreciable y no modifica la corriente de carga de D1. De este modo el circuito sólo tiene tres componentes: D1, R1 y C1. Cuando se conecta la fuente de video C1 se carga al valor de pico del video, que en este caso es de 2,5V (despreciamos la barrera de diodo). Cuando termina el pulso de sincronismo, sobre C1 hay más tensión que en la fuente de video y D1 queda en inversa. Esta condición se mantiene hasta la llegada del siguiente pulso de sincronismo.

Cuando D1 no conduce, el capacitor C1 se descarga sobre R1. La constante de tiempo R1C1 se elige con todo cuidado para que el nivel de descarga siempre sea inferior a la amplitud del pulso de sincronismo (en este caso 30% de 2,5V = 0,75V). Si el nivel de descarga es excesivo, existe el peligro de que un pico al nivel de negro, anterior al sincronismo, haga conducir al diodo y genere un falso sincronismo. Si el nivel de descarga es muy pequeño, la corriente que circula por el diodo es pequeña y el pulso de sincronismo tendrá poca amplitud.

El pulso de salida del sincronismo se obtiene sobre el resistor R2 y es una muestra de la corriente circulante por el diodo. La señal V2 tendrá amplitud nula durante todo el tiempo, salvo cuando llega el pulso de sincronismo, en este momento comienza la carga de C1 a un valor alto de corriente que luego se va reduciendo. Cuando finaliza el pulso de sincronismo la corriente por el diodo, que se iba reduciendo suavemente, se corta en forma abrupta (corriente de corte) y vuelve al valor cero. La tensión V2 podría considerarse como un pulso de sincronismo incipiente que, posteriormente, se deberá amplificar y conformar hasta obtener un pulso rectangular. Antes de estudiar este proceso de conformación, ana-



lizaremos cómo se comporta el circuito al reducir la tensión de la fuente de video.

En la figura 17 podemos observar que al reducir la exitación se reduce la corriente por el diodo y la tensión de carga de C1 (equivalente al nivel de recorte del circuito de recorte variable).Como el nivel de descarga de C1 depende de la tensión media sobre el capacitor, se obtiene un nivel de descarga menor que estabiliza el funcionamiento automáticamente. Si observamos la señal V2 veremos que sólo se produce una reducción del valor de pico del sincronismo y, sobre todo, del valor final del pulso. El circuito posterior deberá tener en cuenta estas variaciones y debe ser capaz de funcionar aun con los mínimos valores de señal de video.

La amplificación y conformación es un procesador sencillo. En el ejemplo de la figura 18 se agrega un amplificador por 20 que eleva el valor de pico de V2 de 0,2V a 4V formando la señal V3.

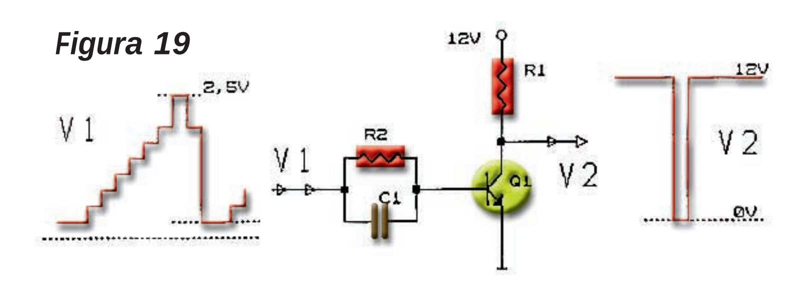
El conformador es un transistor usado como llave. El valor mínimo del pulso amplificado debe ser capaz de mantener el transistor saturado. De este modo manteniendo la saturación de Q1, durante todo el pulso de sincronismo, se obtiene un pulso rectangular de suficiente amplitud, aunque de polaridad inversa. Si fuera necesario, otro transistor se puede encargar de invertir la polaridad.

El lector se preguntará en este momento dónde está la simplificación circuital que nos hizo desechar el sistema de recorte con ajuste automático de nivel. En este apartado todavía no puede apreciarse, recién puede apreciarse en el próximo, donde llegamos a un circuito práctico, se observará la simplicidad anticipada.

SEPARADOR CON UN SÓLO TRANSISTOR

Si en lugar del diodo D1 de la figura 16 utilizamos la juntura base/emisor de un transistor obtendremos el circuito de la figura 19 (el diodo D1 puede estar antes o después del RC sin que cambie la forma básica del circuito).

Figura 19

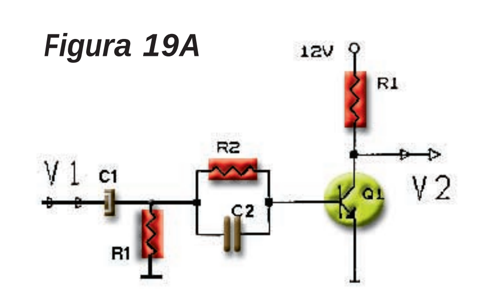


El lector puede observar que no necesita resistor sensor de corriente; en efecto, la corriente que circula por el diodo base emisor provocará una corriente de colector que se relaciona con la de base a través del beta del transistor, que puede ser del orden de 300. Q1 cumple, por lo tanto, con tres funciones: sensar la corriente, amplificar y conformar la señal, si se tiene en cuenta que la corriente de corte es capaz de saturar al transistor.

El circuito es ahora muy simple, pero el lector debe recordar que habíamos realizado una enorme simplificación al considerar sólo los pulsos horizontales. Veremos ahora cómo se consigue que nuestro sencillo circuito se comporte, al mismo tiempo, como separador de ambos pulsos de sincronismo.

Si a este circuito se le agrega una constante de tiempo de mayor valor, se vuelve adecuado para la obtención del pulso vertical. Para lograrlo se debe colocar en serie con la base del transistor un circuito paralelo R2 C2 (figura 19A), de modo que quede C1, C2 y la juntura base emisor del transistor en serie. Durante el pulso de sincronismo horizontal, la corriente de base carga a los dos capacitores en serie, pero como C2 es mucho menor que C1, es como si C2 no exisitiera y el circuito se comporta como el de la figura 19. Cuando llega el pulso vertical, C2 se carga de inmediato pero C1 lo hace más lentamente a través de R2. La carga de C2 es producto de una corriente de base y Q1 se satura mientras exista pulso de sincronismo vertical, lo que significa que el circuito tiene un doble funcionamiento adecuado para ambos pulsos de sincronismo. La descarga de C1 entre pulso y pulso se produce a través de R1 y de la resistencia interna de la fuente de video.

Figura 19A



SEPARACION DE SINCRONISMO VERTICAL Y HORIZONTAL

INTRODUCCIÓN

La etapa separadora de sincronismo vertical y horizontal puede realizarse con unos pocos componentes pasivos (resistores y capacitores) y de hecho, todos los separadores fueron construidos de esa forma desde la época de los televisores valvulares hasta los primeros TV color. En ese momento comenzaron a utilizarse masivamente los circuitos integrados y, dada la dificultad de integrar capacitores de alta capacidad, los fabricantes buscaron otro tipo de soluciones.

De cualquier modo, algunos TV actuales aún recurren al viejo circuito RC, por lo tanto, estudiaremos ambas posibilidades de solución en forma exhaustiva.

Antes de encarar el estudio de la solución RC, realizaremos una introducción al tema de la carga y descarga capacitiva que no sólo usaremos en este capítulo, ya que será ampliamente utilizada en otras oportunidades cuando encaremos el estudio de los generadores de base de tiempo.

EL CAPACITOR EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

En este curso suponemos que el lector está familiarizado con el uso de capacitores en el dominio de la frecuencia y conoce la definición del término “capacitor” con sus ecuaciones características fundamentales, la reactancia capacitiva, el factor de mérito, etc.

Por lo tanto, comenzaremos a analizar el capacitor en el dominio del tiempo. Por ejemplo, cuando deseamos saber cómo se modifica la tensión sobre un capacitor, cuando se lo somete a la circulación de una corriente constante, estamos haciendo un análisis en el dominio del tiempo.

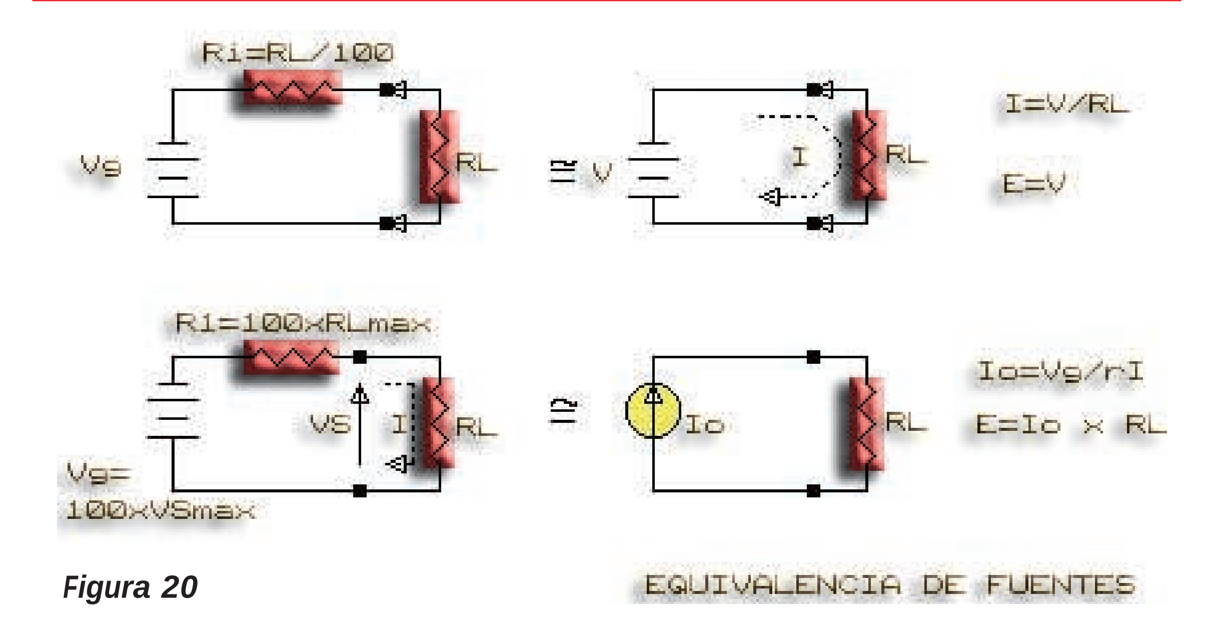


Figura 20

En el dominio del tiempo es común utilizar generadores de corriente constante; por lo tanto, repasaremos aquí este concepto tan importante.

Un generador de tensión constante conserva su tensión de salida inamovible ante variaciones de la resistencia de carga. Un generador de corriente constante, como su nombre lo indica, conserva constante la corriente por la carga, aunque ésta fluctúa dentro del rango de trabajo de la fuente. En la figura 20 se puede observar el circuito equivalente de ambas fuentes, su símbolo gráfico y sus ecuaciones fundamentales.

En la fuente de tensión constante, la resistencia interna del generador es, por lo menos, 100 veces menor que la resistencia de carga RL mínima. Por lo tanto, la tensión de salida E es independiente de la carga (en nuestro ejemplo puede variar un 1%).

En la fuente de corriente constante la resistencia interna es, por lo menos, 100 veces mayor que la máxima resistencia de carga. Por lo tanto, la corriente sólo depende de la tensión de la fuente Vg y de la resistencia interna, y no es dependiente de la carga RL (en nuestro caso la corriente por la carga sólo variará un 1%).

Como ejemplo calcularemos una fuente de corriente constante de 10 mA para una resistencia de carga máxima de 1kΩ. Comenzaremos eligiendo una resistencia interna 100 veces mayor que la resistencia máxima 100 x 1 = 100kΩ y calcularemos la tensión de fuente Vg para que la corriente de cortocircuito sea de 100mA (figura 21).

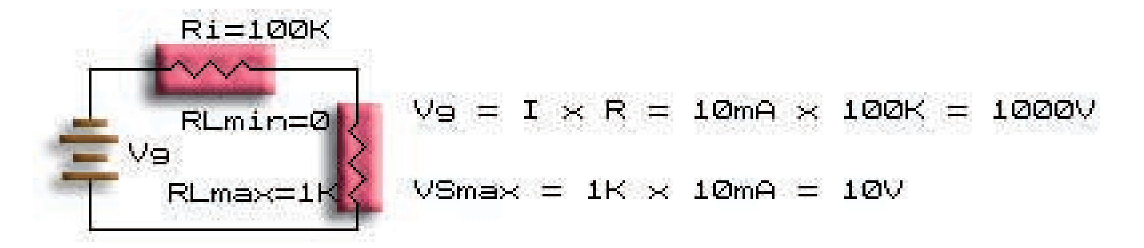


Figura 21

Como se puede observar, si pretendemos una elevada regulación de la fuente llegamos a valores prohibitivos de tensión. Pero un generador de corriente se puede realizar con elementos activos, como por ejemplo, con un transistor en una disposición muy simple como la de la figura 22.

El circuito de la figura 22 es ampliamente empleado en los circuitos de base de tiempo, tanto vertical como horizontal, y forma parte de los circuitos integrados más modernos.

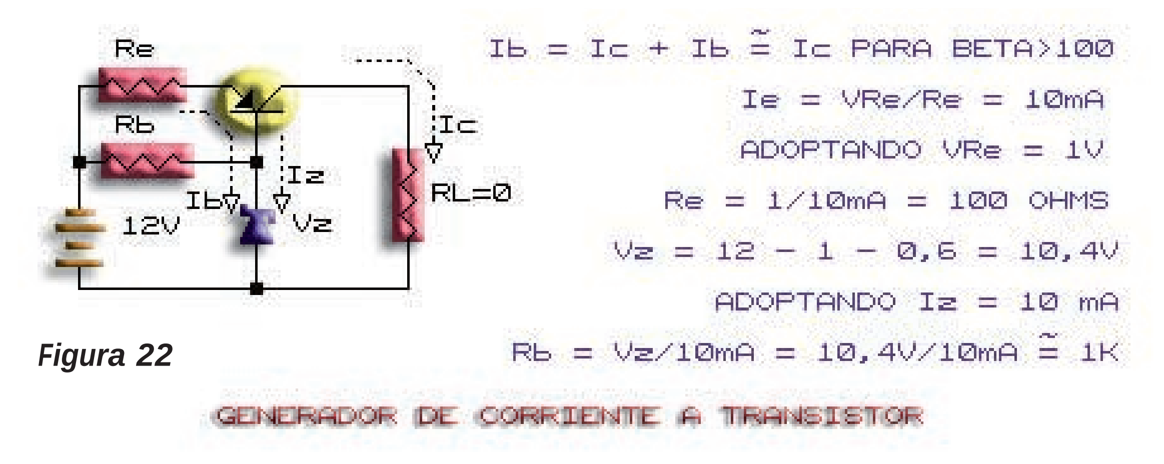


Figura 22

Para entender el funcionamiento del capacitor en el dominio del tiempo vamos a analizar el circuito más sencillo, que es un simple capacitor conectado a una fuente de corriente constante (figura 23).

Por definición, la corriente se mantiene constante en el valor determinado por la fuente, en cambio la tensión sobre el capacitor crece indefinidamente a un ritmo constante. La explicación de este comportamiento es la siguiente: si la corriente es constante la cantidad de electrones por segundo que fluyen al capacitor también es constante y, por lo tanto, éste se irá cargando con una tensión linealmente creciente. Si el lector maneja algo de matemática podrá entender el proceso con algunas simples ecuaciones (figura 24).

Figura 23

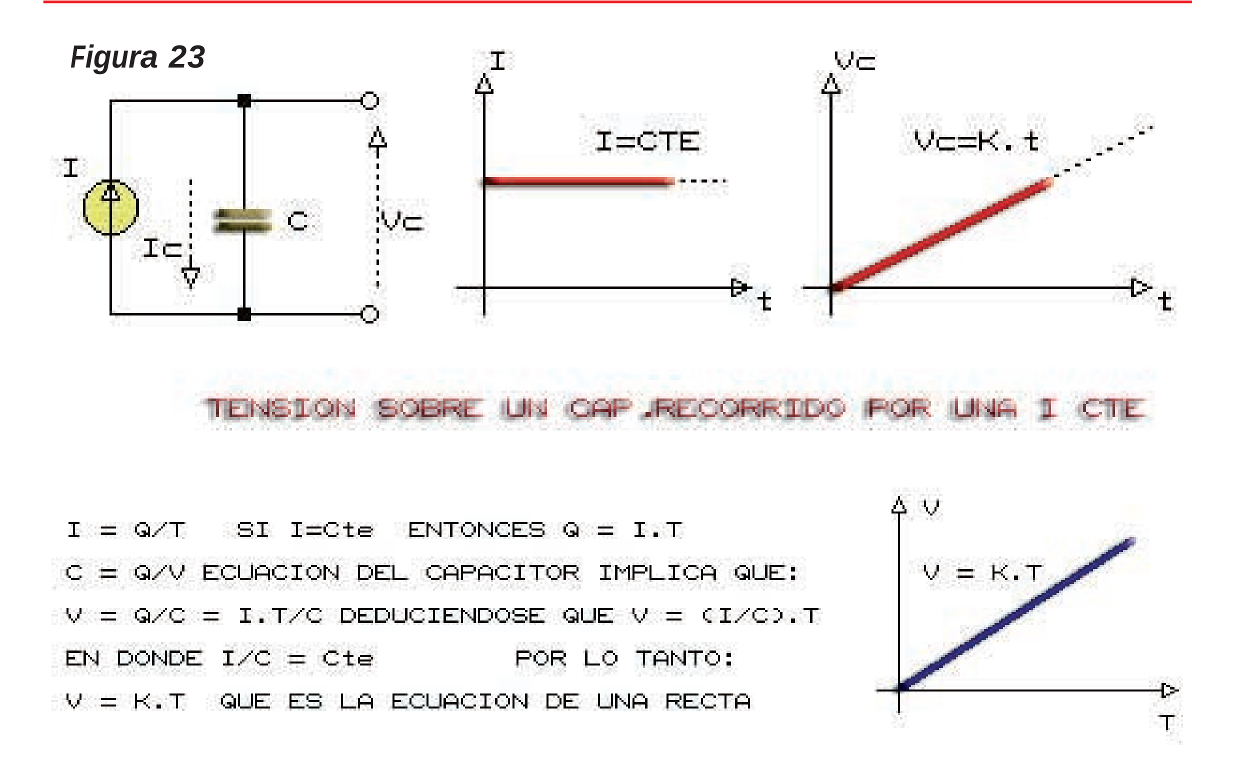
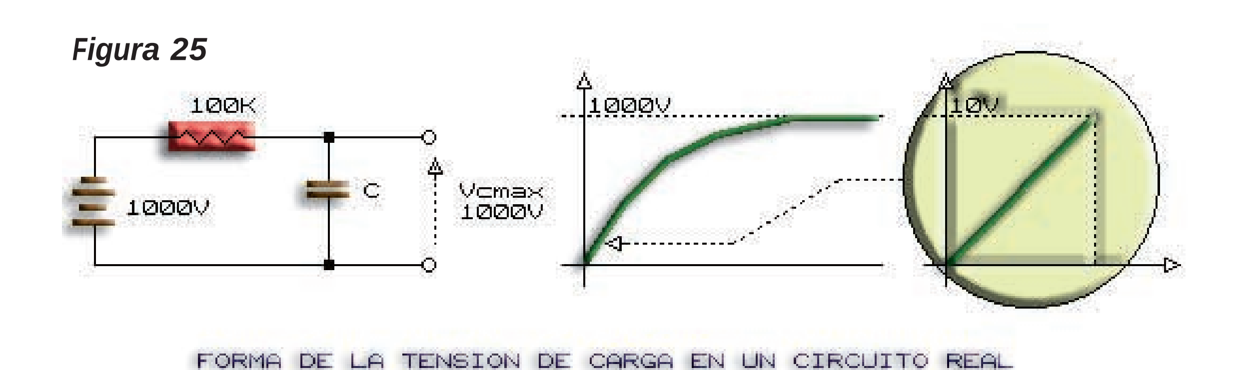


Figura 24 DEDUCCION DE LA ECUACION DE CARGA DE UN CAP.

Es decir, que la tensión aumenta linealmente en proporción al tiempo y lo hace más rápidamente cuando más alta es la corriente o más pequeño es el capacitor.

Claro que estamos tratando un caso ideal. En la práctica, la tensión no puede crecer indefinidamente, ya que si recordamos el circuito equivalente de la fuente de corriente constante de 10 mA y le conectamos un capacitor, es evidente que la tensión sobre el capacitor no puede superar los 1000 V del generador (figura 25).

Figura 25

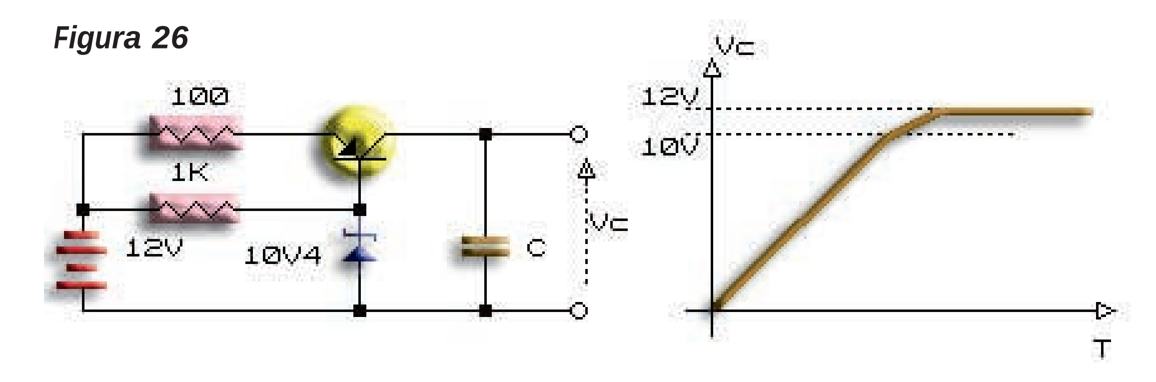


FORMA DE LA TENSION DE CARGA EN UN CIRCUITO REAL

Además, el crecimiento de la tensión dista mucho de ser una recta, salvo en la primera parte de la curva hasta una tensión de 10 V. Lo que ocurre es que superados los 10 V la corriente deja de ser constante (dentro del 1 %) y se va reduciendo hasta que el capacitor tenga una tensión de 1000 V, momento en que deja de circular corriente.

Si usáramos una fuente de corriente constante con un transistor, se hace más evidente la falta de linealidad de la tensión sobre el capacitor (figura 26).

Figura 26



FORMA DE LA TENSION DE CARGA CON TRANSISTOR

En este caso, la tensión de colector crece linealmente hasta alrededor de los 10V, luego comienza a decrecer la corriente y la tensión sobre el capacitor aumenta lentamente hasta 12V, donde el transistor llega a la saturación CE.

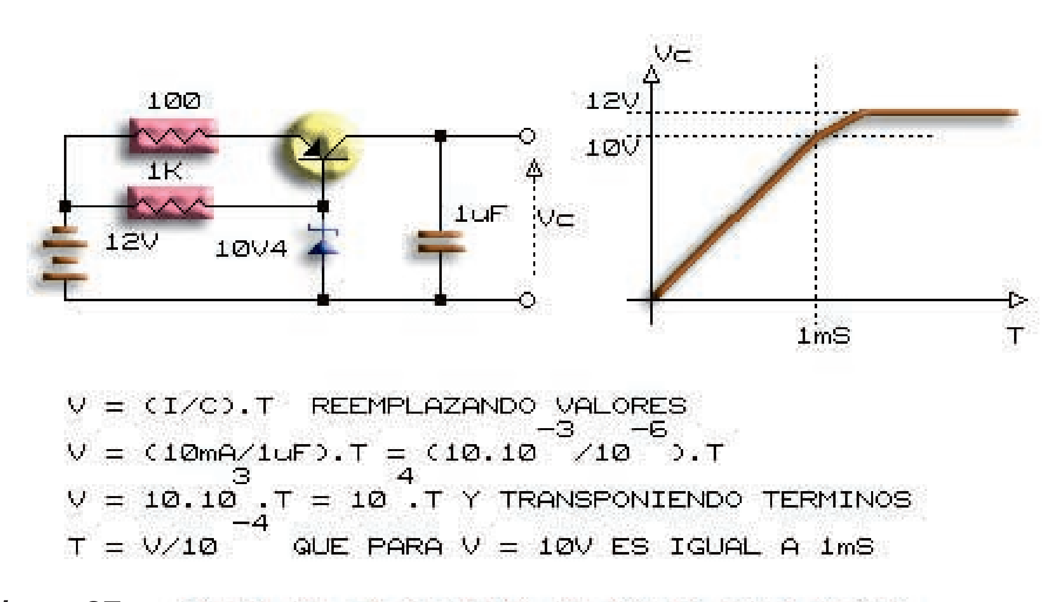


Figura 27 FORMA DE LA TENSION DE CARGA PARA C=1uF

Es fácil determinar la velocidad de crecimiento para un caso real en la zona de variación lineal de la tensión. Por ejemplo, si en el circuito de la figura 26 conectamos un capacitor de 1µF podemos realizar el cálculo mostrado en la figura 27. Es decir, que la pendiente de la recta V/T es 10.000 V/S o que el capacitor se carga a un régimen de 10.000V por cada segundo que transcurre o a 10V por cada mS transcurrido.

LA CARGA EXPONENCIAL

En los circuitos pasivos con resistencia y capacitor, y con tensiones de fuente del orden de los 10V, el régimen de carga dista mucho de ser lineal. En el circuito de la figura 28 por ejemplo, el régimen de carga del capacitor es una curva exponencial si consideramos tensiones sobre el capacitor superior a 5V. El cálculo exacto de esta curva escapa a los alcances de esta obra, pero existe un punto de la misma muy fácil de calcular y que conduce a la definición de la constante de tiempo del circuito. Cuando el tiempo llega a un valor igual a RC, la tensión sobre el capacitor es igual al 63,2% del valor de fuente. A este valor RC se lo llama constante de tiempo y se le asigna la letra griega t (TAU). En nuestro ejemplo t = R . C = 0,1s y podemos decir que en 100mS la tensión llega a 6,32V.

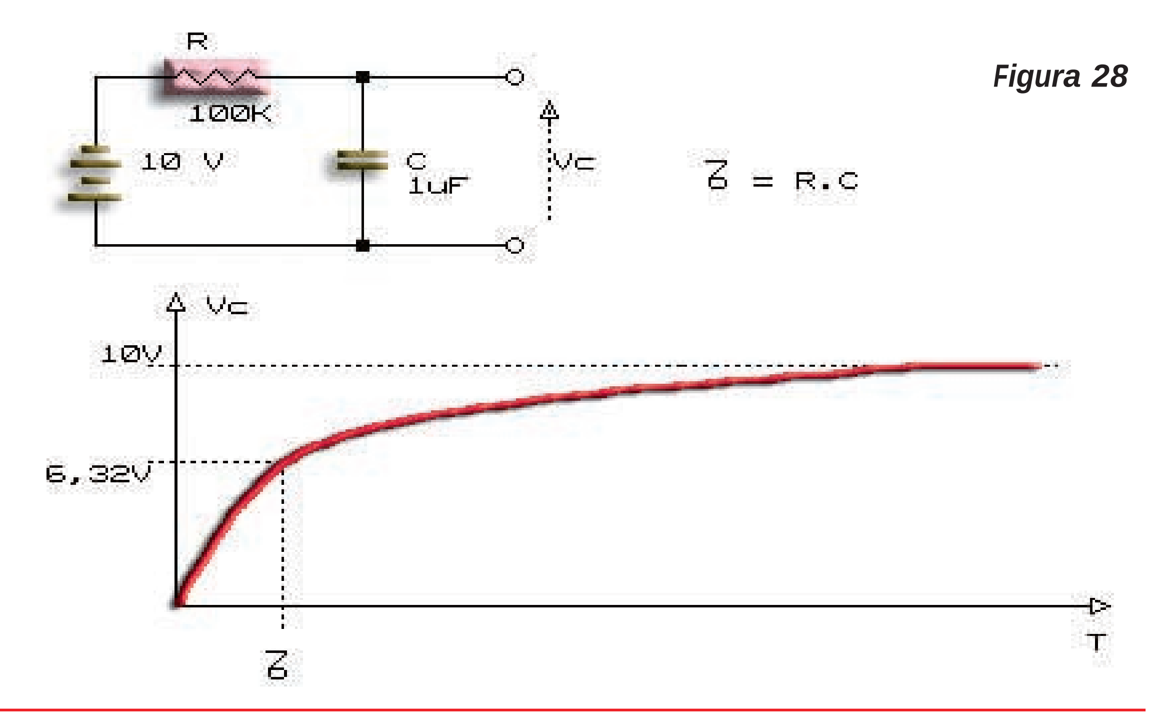
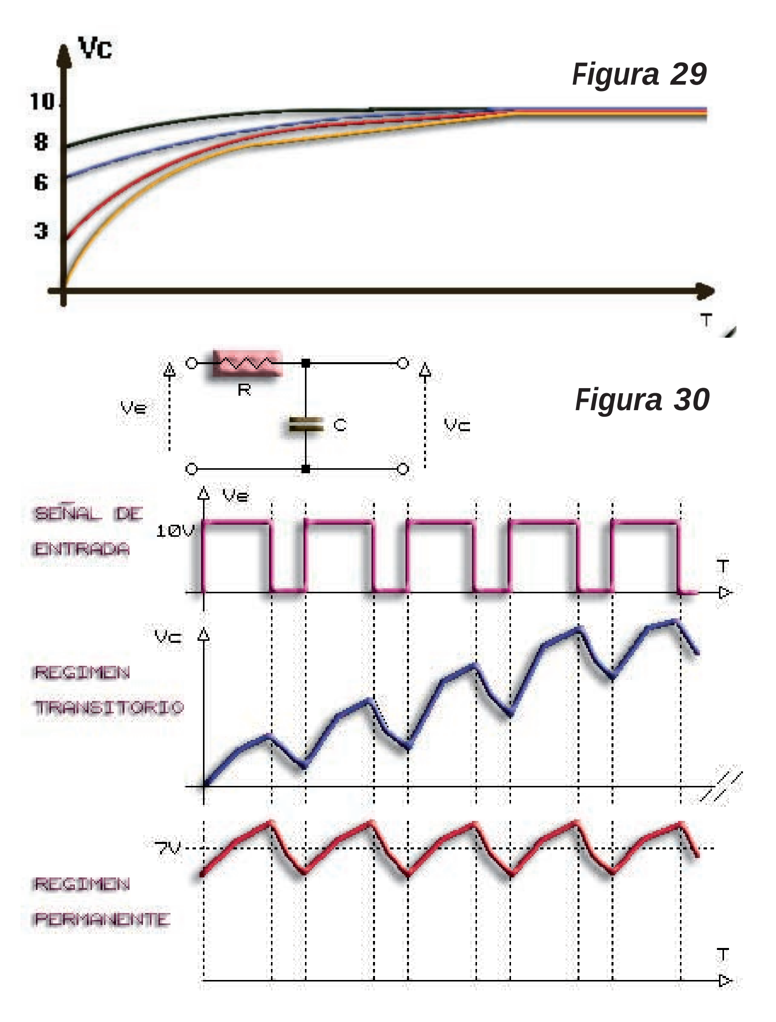


Figura 28

CONDICIONES INICIALES Y RÉGIMEN PERMANENTE



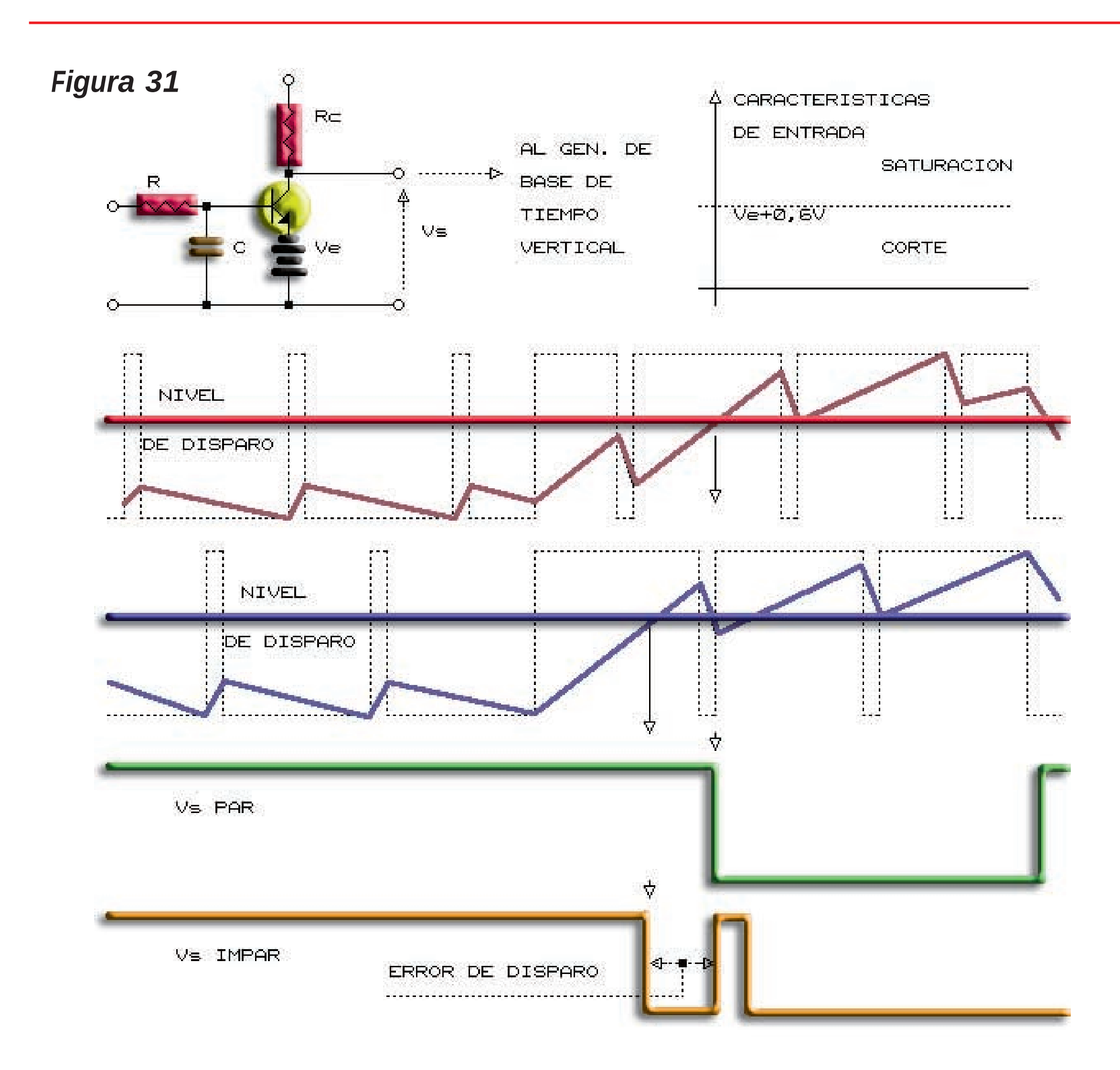
Hasta ahora, siempre consideramos que el capacitor comienza descargado. Esto puede no ser cierto y el régimen de carga se modifica sustancialmente, como se puede observar en la figura 29. Por otra parte, en general, nos interesa conocer cómo responde un circuito RC no a una tensión continua sino a un tren de pulsos rectangulares (figura 30).

Si comenzamos el análisis con el capacitor descargado (régimen transitorio) podemos observar que la tensión media sobre el capacitor, va creciendo al mismo tiempo que se produce la carga y descarga a la frecuencia de la señal de entrada. En general podemos decir que, transcurrido un tiempo 5 veces mayor que la constante de tiempo t, el circuito entra en el régimen permanente y el valor de la tensión media es constante.

EL SEPARADOR DE SINCRONISMO VERTICAL PASIVO

Si el lector se preguntaba para qué tantos prolegómenos, aquí encontrará la explicación. Para separar los pulsos verticales se utiliza un circuito RC (circuito

Figura 31



integrador) al que se aplica la señal de sincronismo compuesto, que ya conocemos del capítulo anterior. Esta señal tiene pulsos horizontales, verticales y de ecualización que complican su análisis. Para comenzar supondremos que nuestra señal no tiene ecualización y supondremos también una carga y descarga lineal para simplificar la comprensión (figura 31).

Antes del pulso vertical el circuito RC está en régimen permanente; el valor medio de VC es constante, pero como en el campo par existe un pulso más cercano que en el campo impar, la etapa de disparo posterior al integrador puede cometer un error de disparo importante. Este errror se transforma en un entrelazado deficiente. El campo par debe comenzar siempre en el centro de la pantalla y el impar en el borde izquierdo, tal como lo indicamos en el capítulo anterior. Pero un error de disparo como el de la figura 31 retrasa el campo par produciendo un entrelazado deficiente que puede inclusive superponer ambos campos (aparea-

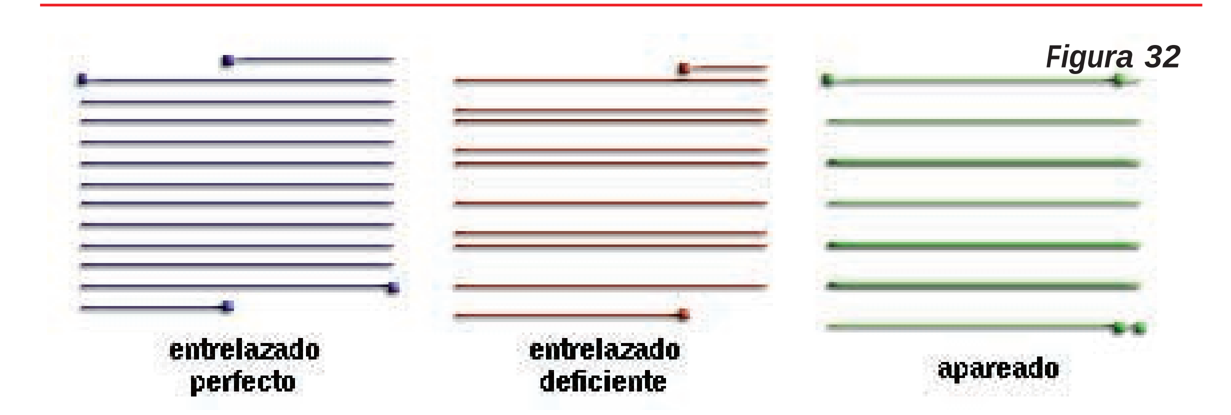


Figura 32

do) como se observa en la figura 32. La presencia de la preecualización y la ecualización vertical resuelven el problema, ya que ahora la diferencia entre campos ocurre tres pulsos horizontales antes que el pulso de sincronismo vertical y cuando llegamos al pulso vertical, los valores medios de tensión sobre el capacitor son iguales para ambos campos (figura 33).

CAMPO IMPAR
CAMPO PAR
ZONA DE ECUALIZACION
PREEC. EC. POSTEC.
IMPAR
PAR

Figura 33

Los circuitos prácticos suelen utilizar una disposición doble que mejora aun más el entrelazado vertical. Esta disposición es tan común que, inclusive en los televisores valvulares, se utilizaba un componente encapsulado en cerámica que se llamaba PC100 (figura 34).

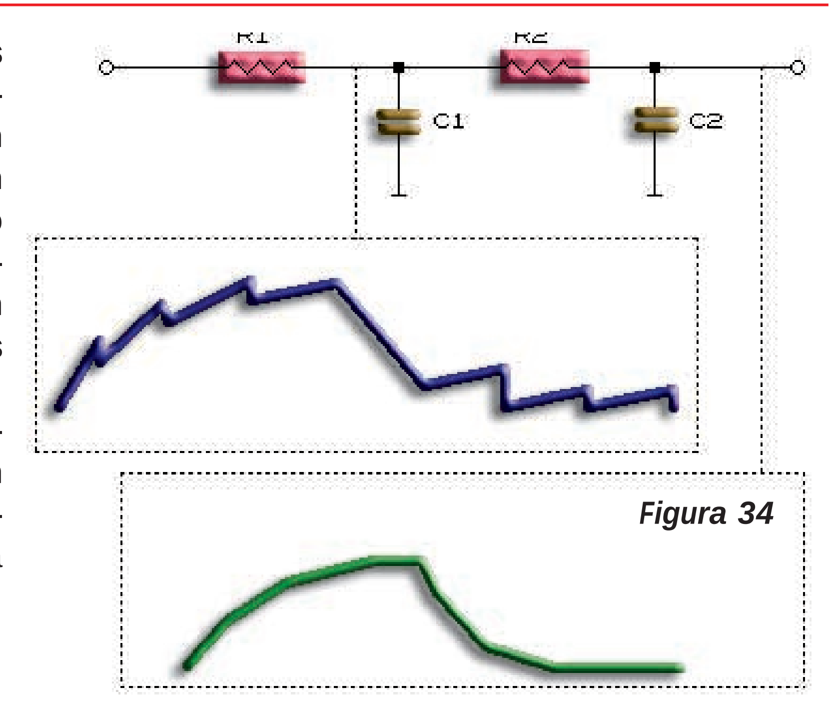


Figura 34

EL SEPARADOR DE SINCRONISMO VERTICAL ACTIVO

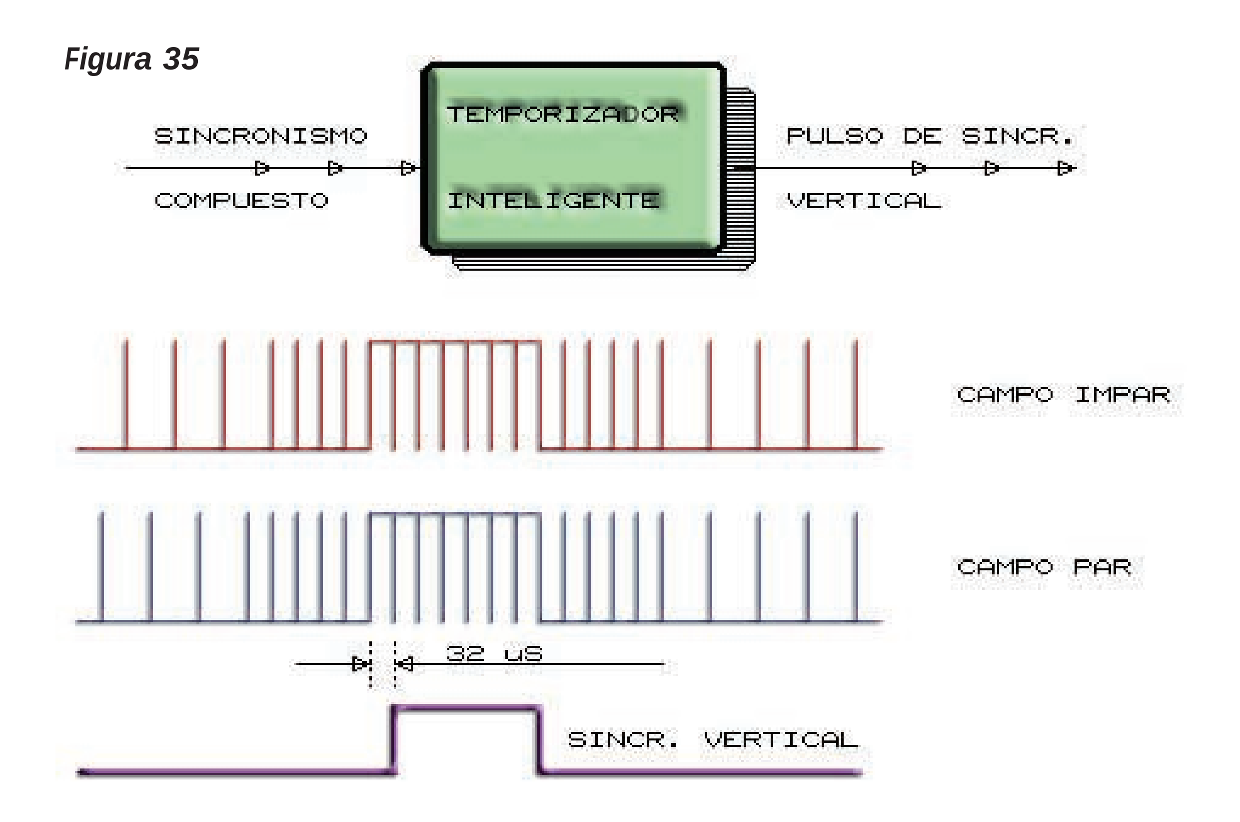
En los televisores más modernos, el separador de sincronismo vertical es totalmente interno a algún circuito integrado que puede ser el jungla o el generador de base de tiempo.

Tan es así que suele pasar desapercibido para el reparador que sólo tiene acceso al recortador de sincronismo y a la salida de pulsos verticales y horizontales, en los televisores más viejos, y a los pulsos de disparo V y H, en los más nuevos.

Cuando el sincronismo V se separa internamente no se recurre al clásico circuito RC, dada la dificultad de integrar capacitores de alto valor. En estos casos se utiliza una separación por temporización.

Analizando una señal de sincronismo compuesto, se puede observar que la señal está la mayor parte del tiempo en el estado bajo, aunque pasa por breves instantes al estado alto durante el pulso horizontal. Sólo cuando llega el pulso vertical permanece por más tiempo en el estado alto y esta condición es aprovechado por el temporizador para generar un pulso de salida (figura 35).

Figura 35



EL SEPARADOR DE SINCRONISMO HORIZONTAL PASIVO

Para terminar este capítulo nos falta analizar los circuitos necesarios para producir el sincronismo horizontal. El lector recordará que era imprescindible mantener sincronizado el generador horizontal, aun durante el retrasado vertical, para que la parte superior de la imagen aparezca correctamente enganchada en fase.

Por ese motivo se proveen los pulsos de ecualización que cortan el pulso vertical, de manera que los flancos ascendentes de los pulsos de ecualización están en ritmo con los flancos ascendentes de los pulsos de sincronismo horizontal.

El separador horizontal utiliza también un circuito RC pero conectado como circuito diferenciador y no como integrador.

En el análisis teórico no tratamos al diferenciador, ya que el estudio del mismo se puede hacer extensivo al integrador, si tenemos en cuenta que sólo se invierten los componentes (figura 36).

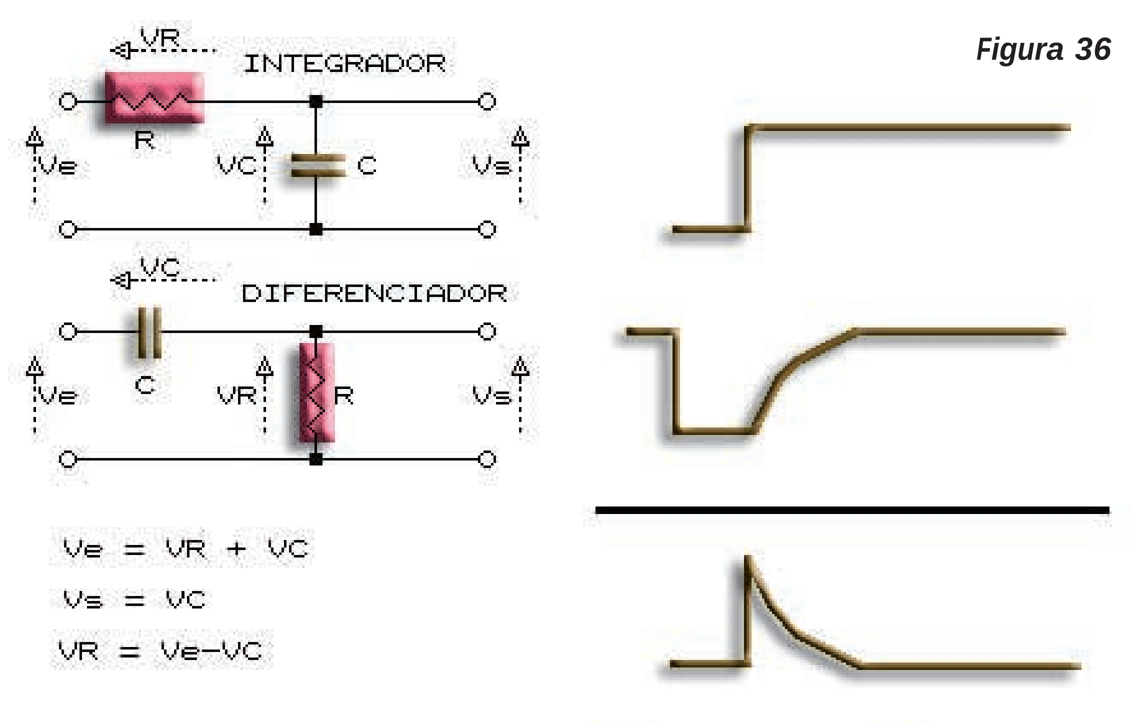


Figura 36

Figura 37

Como vemos, la tensión sobre los dos componentes del circuito R y C sumados siempre es igual a la tensión de entrada Ve (2ª ley de Kirchoff: “La suma de las caídas de tensión en un circuito es igual a la tensión del generador que lo alimenta”).

Por lo tanto, si a la tensión de entrada se le resta punto a punto la tensión sobre el capacitor el resultado es la tensión sobre el resistor.

En el circuito diferenciador, la tensión de salida es la tensión sobre el resistor que tiene la forma clásica de un pulso diferenciado.

Figura 38



Cuando la señal de sincronismo compuesto se aplica a un circuito diferenciador, se obtiene una señal como la que observamos en la figura 37.

Aplicando estos pulsos a un recortador, se obtiene una forma de señal perfectamente apta para sincronizar la base de tiempo horizontal (vea la figura 38).

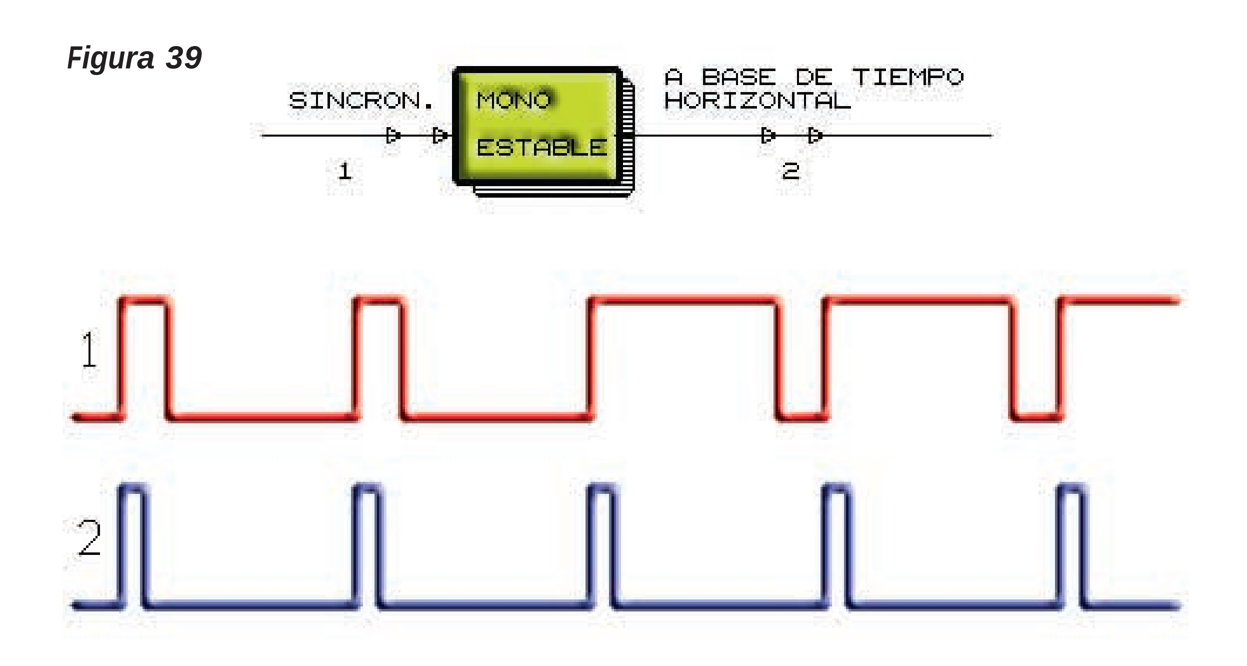
EL SEPARADOR DE SINCRONISMO HORIZONTAL INTEGRADO

Generar pulsos como los de la figura 38, dentro de un circuito integrado puede ser muy simple, si se utiliza un multivibrador monoestable que se dispare con los flancos ascendentes de la señal de sincronismo compuesto (figura 39).

En cada flanco ascendente el monoestable pasa al estado alto por un corto intervalo de tiempo y luego, esperando el próximo flanco ascendente, vuelve a cero; si comparamos las formas de señal de las figuras 38 y 39 vemos que, salvo la inversión, ambas son iguales.

En el siguiente capítulo comenzaremos con el estudio de los generadores de base de tiempo convencionales, que forman parte de los TV color más antiguos y en los siguientes analizaremos los más modernos basados en circuitos contadores.

Figura 39



LA DEFLEXION VERTICAL

INTRODUCCIÓN

La función del oscilador y la etapa de salida vertical de un TV es muy simple. Deben convertir el pulso de sincronismo vertical en una rampa de corriente que circula por el yugo. El pulso de sincronismo (figura 40) marca el final de la rampa que debe crecer en forma constante con un valor tal, que haga viajar el haz desde el borde superior al borde inferior de la pantalla (más un sobrebarrido de un 5%).

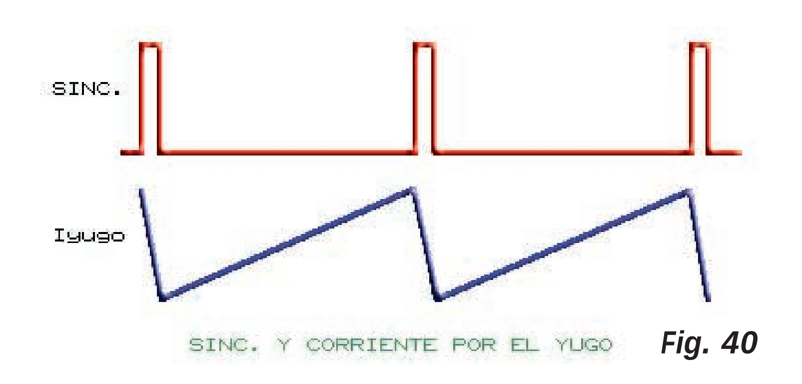


Fig. 40

Esto, que parece tan sencillo, involucra el uso de amplificadores de potencia, amplificadores de señal, osciladores RC, redes de realimentación lineales y alineales, generadores de rampa, etc. que hacen de esta etapa un bloque muy complejo, que sufrió varios cambios desde los comienzos de los TV transistorizados de B y N hasta la actualidad.

SINCRONISMO DIRECTO Y POR CONTADOR

El pulso de sincronismo podría usarse para operar un transistor usado como llave, genera de ese modo una rampa que, luego de amplificarla, alimenta directamente al yugo (figura 41).

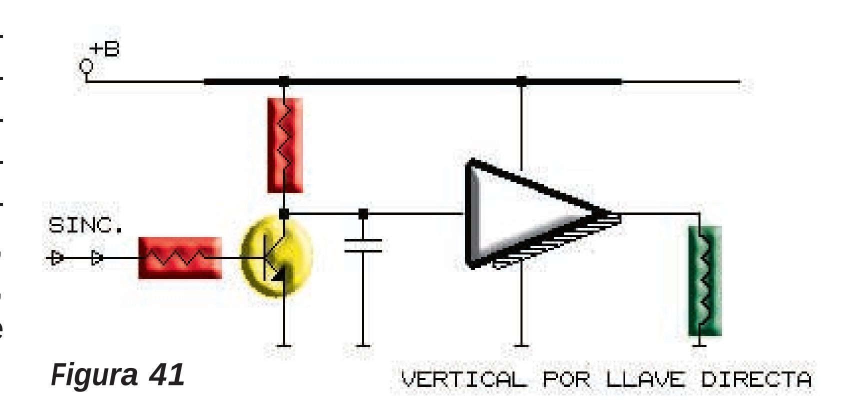


Figura 41

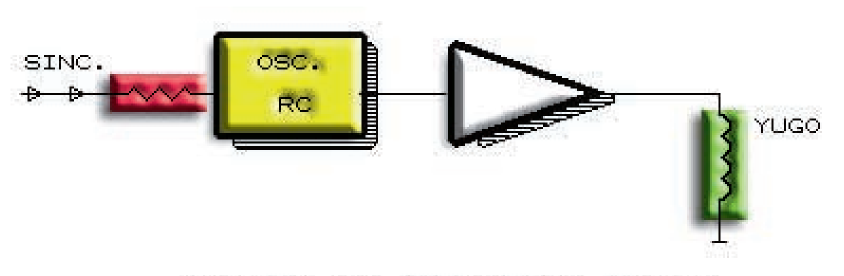


Fig. 42

Esta disposición tan simple adolece de un grave problema. Cuando el televisor está fuera de canal no existen los pulsos de sincronismo y, por lo tanto, la pantalla mostrará una línea horizontal blanca brillante en su centro, que puede dañar el fósforo de la pantalla del tubo.

La disposición utilizada debe incluir un oscilador, que no requiera la existencia de los pulsos de sincronismo para excitar el amplificador de salida. En este caso los pulsos de sincronismo sirven para mantener al oscilador enganchado (figura 42).

Los nombres de estos dos últimos circuitos pueden traer confusión, pero los damos así porque están aprobados por la costumbre. El circuito de la figura 42 se llama de sincronismo directo, en tanto que el de la figura 41 se llama de llave directa. Existe una tercera posibilidad que se utiliza en los receptores más modernos y que se llama "por contador". Ocurre que la deflexión horizontal también requiere de un oscilador y, como ya estudiamos en capítulos anteriores, las frecuencias de horizontal y vertical mantienen una relación estricta; por lo tanto, no es extraño que utilizando un contador alimentado por el oscilador horizontal se obtenga un pulso vertical de excitación que cumple con la condición requerida: no se corta fuera de canal. Esta manera de generar el pulso de excitación será analizada con más detalle en próximos capítulos. Aquí continuaremos con los circuitos convencionales que cuentan con un oscilador RC.

EL OSCILADOR VERTICAL POR RC

Existe una gran cantidad de osciladores por RC de los cuales sólo analizaremos uno como ejemplo. Lo más importante es entender el funcionamiento genérico de un oscilador vertical ya que, en la actualidad, todos los osciladores se encuentran integrados y sólo se necesita verificar los componentes externos que sue-

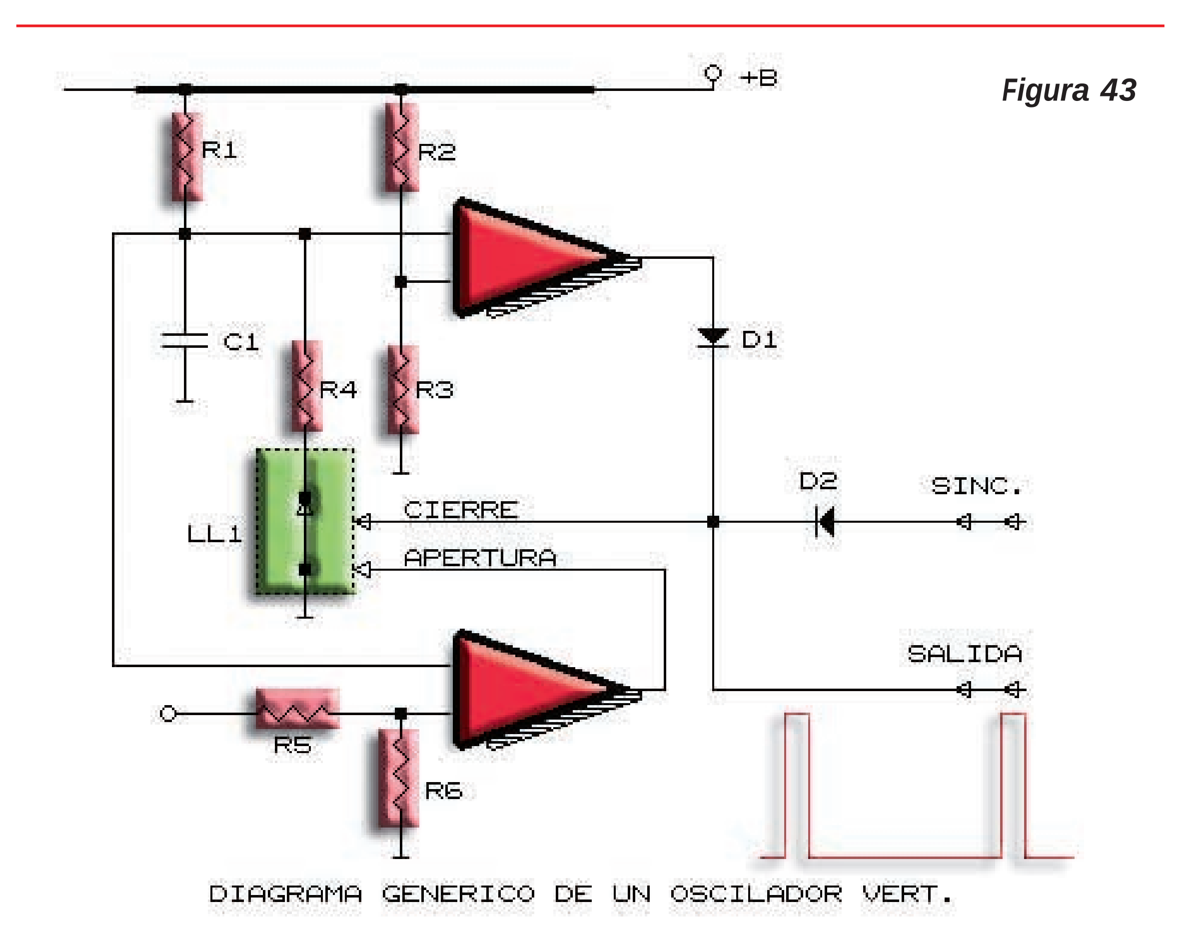


Figura 43

len ser muy pocos. Todos los circuitos pueden descomponerse según el diagrama genérico mostrado en la figura 43.

El circuito combina dos amplificadores operacionales, un sumador a diodos y una llave electrónica. A pesar de su complejidad, su funcionamiento es simple. Comencemos la explicación con el capacitor C1 descargado. El comparador COMP 1 tiene su entrada + por debajo de la negativa y, por lo tanto su salida es baja, manteniendo la llave LL1 abierta (CIERRE baja). El comparador COMP 2 tiene su entrada - por debajo de la positiva, por lo tanto su salida es alta, confirmando que la llave LL1 está abierta (APERTURA alta). En esta condición C1 comienza a cargarse a través de R1 con una tensión exponencial; cuando la tensión de carga llega a VREF1, el comparador 1 accionando el cierre de la llave LL1, produce la descarga del capacitor a través de R4. El proceso de descarga se realiza hasta que la tensión de la pata inversora de COMP2 provoca la apertura de la llave, momento en que comienza un nuevo período de carga.

En el funcionamiento anterior se sobreentiende que no existen pulsos de sincronismo vertical; esta condición es la llamada oscilación libre. La frecuencia de trabajo para tensiones VREF1 y VREF2 fijas sólo depende de los valores de R1 y

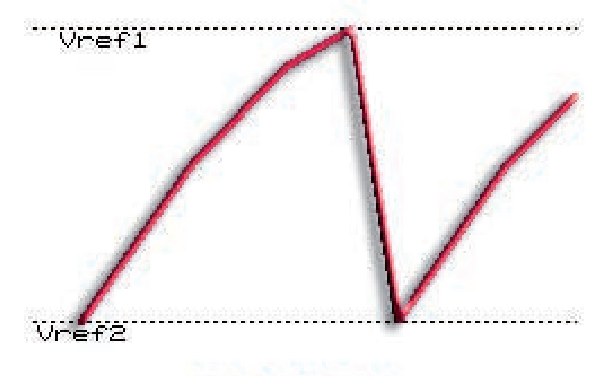


Figura 44 Señal Básica



Figura 45 Variación de Vrf

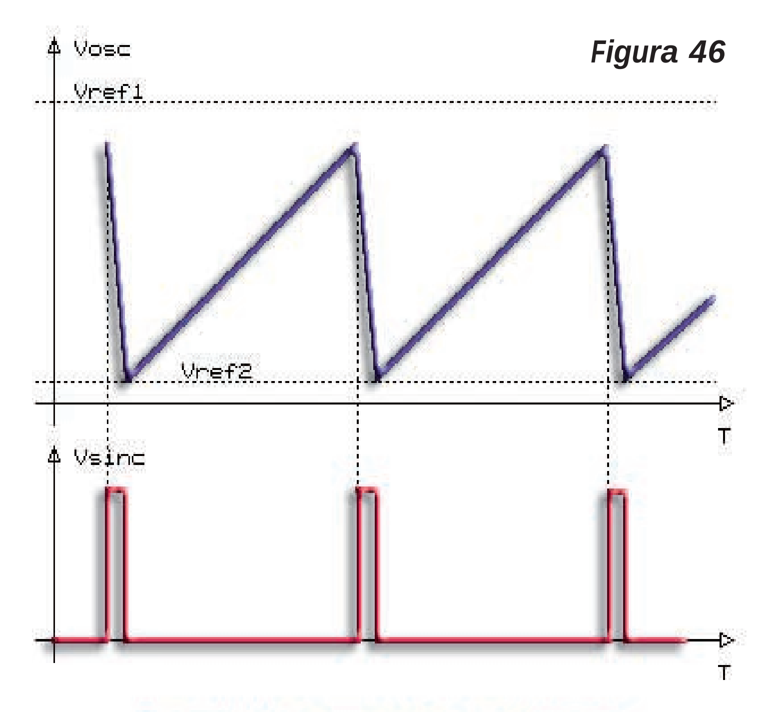


Figura 46

El Oscilador en presencia de sincronismo

C1, y en menor medida de R4. Por lo general, R1 es una rama variable formada por un preset y un resistor fijo que permiten realizar un ajuste fino de frecuencia.

Un detalle a tener en cuenta es que la amplitud de la señal no varía con la frecuencia; siempre se obtiene un valor máximo igual a VREF1 y un mínimo igual a VREF2 (figura 44).

En cambio, si se modifican las tensiones de referencia se producirá un cambio en la frecuencia libre (figura 45).

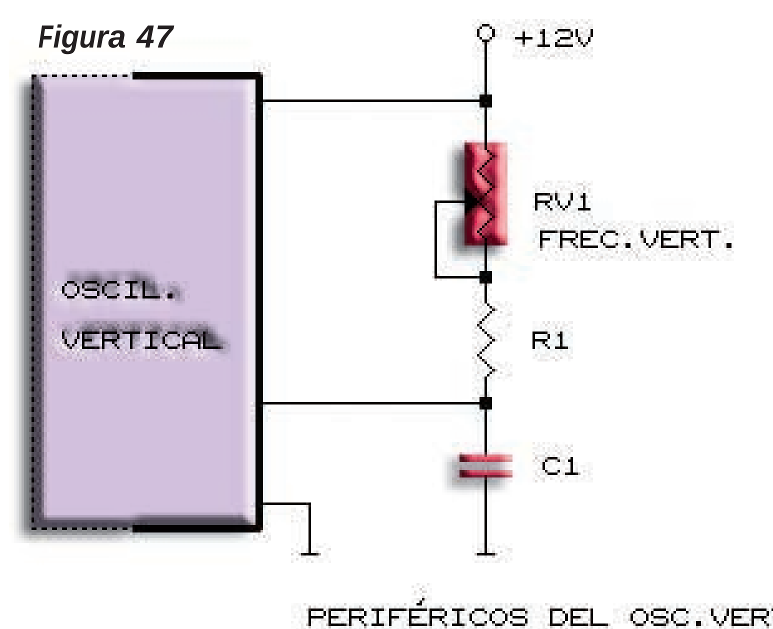
Para un correcto funcionamiento del sistema, la frecuencia libre se ajusta en un valor ligeramente inferior a la frecuencia del sistema (por ejemplo 45Hz para PALN y 55Hz para NTSC).

En la figura 43 se puede observar que el cierre de la llave LL1 se puede efectuar por la salida de COMP1 y el diodo D1 o por el pulso de sincronismo que llega por el diodo D2. Como los pulsos de sincronismo tienen una frecuencia de 50 ó 60Hz llegarán en forma anticipada a la orden de cierre y el sistema comenzará a funcionar en el modo enganchado.

En la figura 46 se pueden

observar los oscilogramas de tensión sobre C1 y el pulso de sincronismo vertical.

Por lo tanto, en ausencia de pulsos de sincronismo (fuera de canal) la única variante de la salida del generador vertical es un mínimo cambio de frecuencia, pero el barrido se mantiene presente.



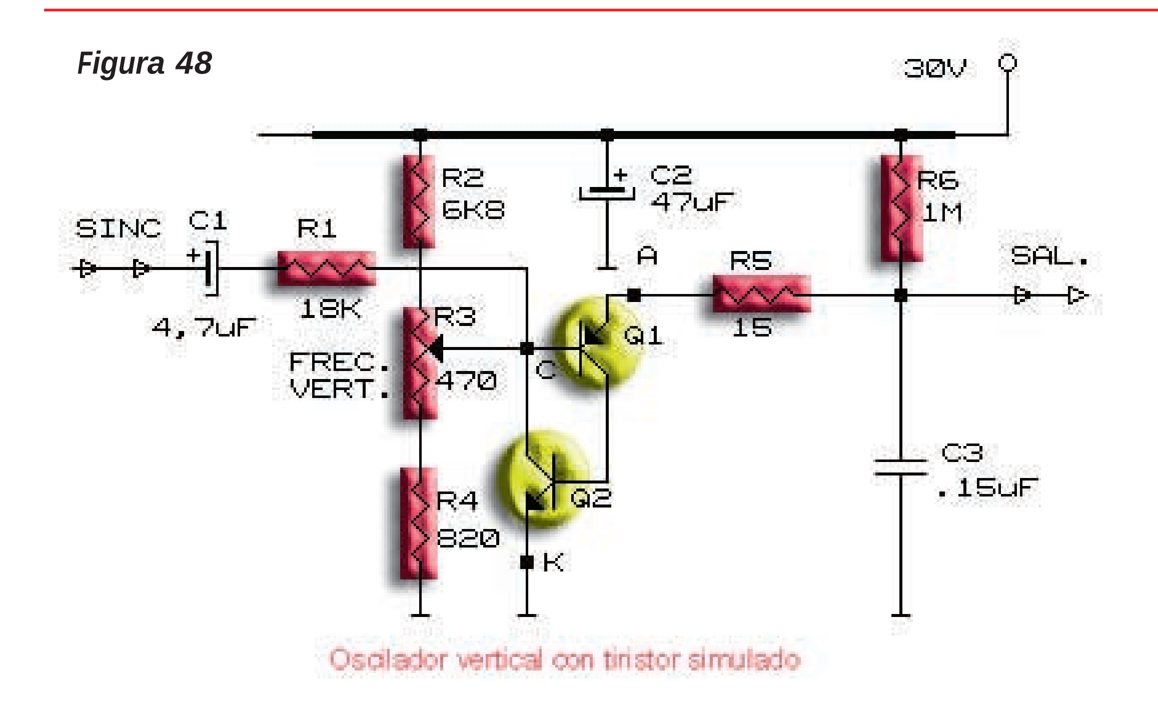
En la mayoría de los circuitos integrados, los únicos elementos externos son el resistor y el capacitor formados de la base de tiempo (R1 y C1 de la figura 43). Por lo tanto, a los efectos de una reparación de un oscilador vertical, el técnico tiene una disposición como la observada en la figura 47.

El correcto funcionamiento del oscilador vertical se determina simplemente conectando un osciloscopio sobre C1 y observando la amplitud y frecuencia de la señal fuera de canal y con un canal sintonizado; la reparación consiste sólo en medir RV1, R1 y C1 con un téster. Si están en correctas condiciones el problema está en el circuito integrado.

En algunos TV color de 10 años atrás, toda la etapa vertical estaba realizada con elementos discretos y nuestro estudio no estaría completo si no analizamos por lo menos, un circuito representativo, que puede ser un circuito de Philips llamado oscilador vertical con tiristor simulado (figura 48).

La combinación de Q1 y Q2 forma un tiristor simulado, con sus terminales K, A y C marcados en el circuito. El funcionamiento es sencillo: el divisor de tensión R2, R3 y R4 genera una tensión continua de aproximadamente 4V con el preset en posición central. En el arranque C3 está descargado y el emisor de Q1 (ánodo del tiristor) tiene menos tensión que la base (compuerta del tiristor); tratándose de un transistor PNP permanecerá cortado dando lugar a la carga del capacitor por R6 desde la fuente de 30V.

Figura 48



Oscilador vertical con tiristor simulado

Cuando el punto A llegue a un valor de 4,6 V, Q1 se hace levemente conductor, circula corriente de base por Q2 que se satura y reduce la tensión del divisor reforzando la condición de Q1. Este proceso realimentado hace que ambos transistores se saturen provocando la descarga de C3 por medio de R5 (de bajo valor). Los transistores continuarán en su estado de conducción hasta que C3 se descargue a un valor de tensión tan pequeño, que las corrientes de base de ambos transistores no les permitan mantener el estado de saturación y pasen rápidamente al corte, cuando la tensión de C aumente hasta el valor entregado por el divisor resistivo. En estas condiciones comienza un nuevo proceso de carga de C3.

Lo anteriormente descripto es el proceso de oscilación libre. Pero si antes de iniciarse la descarga natural, se introduce un pulso de sincronismo invertido en la compuerta del tiristor, el proceso de descarga se inicia más temprano y sincroniza el generador.

Este oscilador cumple en realidad dos funciones, la de oscilador y la de generador de rampa, ya que sobre C3 se genera una rampa con buena linealidad debido a que la fuente de alimentación tiene un valor 8 veces mayor que la tensión de pico generada sobre C3.

La frecuencia se modifica con R3 pero hay que tener en cuenta que en este caso cambia también la tensión de salida del oscilador.

EL GENERADOR DE RAMPA

Si volvemos a nuestro circuito integrado genérico de la figura 43 nos encontramos con que la salida del mismo es una señal rectangular que, de ningún modo es apta para excitar al amplificador de salida vertical. Se impone, por lo tanto, una etapa formadora de una rampa.

Apoyado en los conocimientos de los capítulos anteriores sabemos que un transistor es un generador de corriente constante, con este criterio se puede decir que un generador de rampa genérico es el indicado en la figura 49.

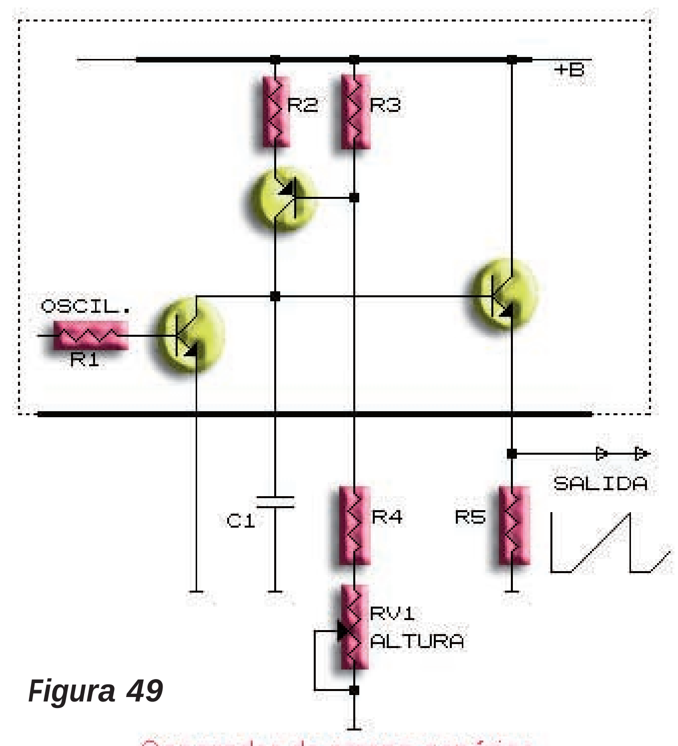


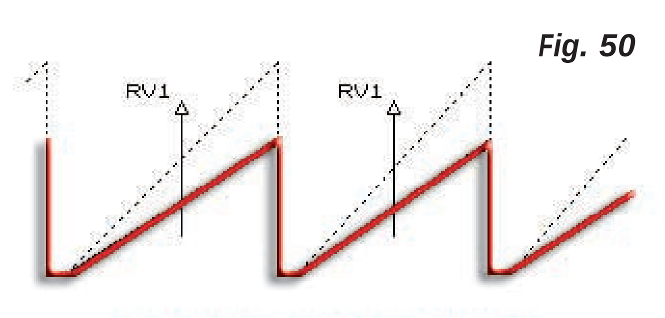
Figura 49

Generador de rampa genérico

Cuando el oscilador pasa al estado bajo, C1 se carga a corriente constante dando lugar a una rampa creciente. La corriente de carga está determinada por los valores de R2, R3, R4 y el preset RV1. Al cambiar la corriente cambia la pendiente de la rampa y como el tiempo destinado al crecimiento es fijo, esto significa que la amplitud pico a pico puede variarse con RV1 (figura 50).

La señal obtenida sobre el capacitor C1 se aplica a un transistor en disposición colector común, para obtener baja impedancia de salida y poder excitar al amplificador de potencia. La funcion de éste es excitar al yugo para producir la deflexión vertical. Así como el control de volumen de un amplificador de audio ajusta la potencia aplicada a los parlantes, el control de altura ajusta la potencia aplicada al yugo.

Fig. 50



Variación de la salida con RV1

CONSIDERACIONES SOBRE LA SECCIÓN VERTICAL DEL YUGO

Debiéramos aquí tratar el tema del amplificador, pero antes vamos a analizar al yugo, ya que hasta ahora no sabemos si debe considerárselo como un resistor o como un inductor.

En realidad el yugo es un inductor por su construcción, ya que se lo construye para que genere un campo magnético que produzca la desviación del haz electrónico del tubo. Pero su geometría es tal, que la componente resistiva de su bobina de cobre es importante frente a la componente inductiva. Por lo tanto, el yugo posee una dualidad: se comporta en algunas circunstancias como un resistor y en otras como un inductor.

El lector no debe extrañarse por esta dualidad; en la figura 51 se puede observar el circuito equivalente del yugo y su comportamiento como un resistor en bajas frecuencias y como inductor en altas frecuencias.

En la figura se realizó el cálculo de la reactancia inductiva para 3 valores de frecuencia, 50Hz, 500Hz y 5000Hz; como se observa, a 50Hz la reactancia inductiva casi no tiene influencia y el circuito es prácticamente resistivo; en cambio a 5000Hz la reactancia inductiva tiene gran preponderancia y el circuito es prácticamente inductivo. Pero...

¿Por qué analizamos el yugo como si estuviera sometido a una señal de frecuencia variable... si en realidad está sometido a una frecuencia fija (un diente de sierra de 50Hz en PAL y de 60Hz en NTSC)?

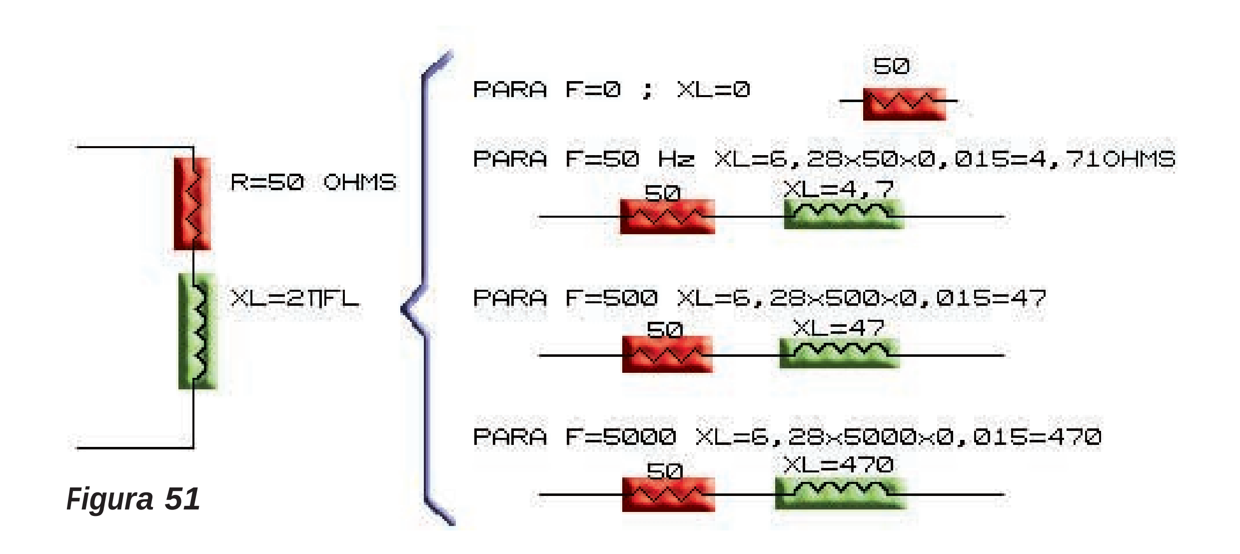


Figura 51

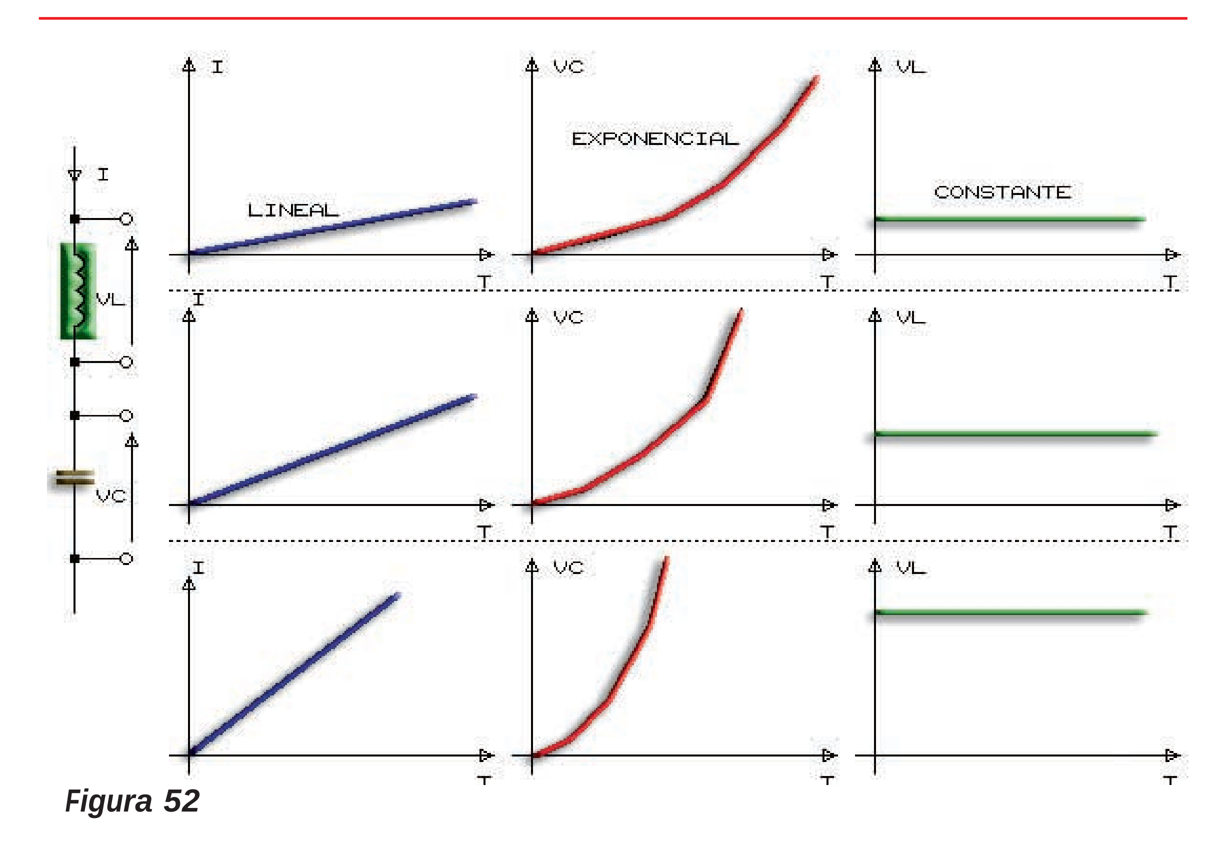


Figura 52

Porque el sector de trazado del diente de sierra tiene componentes de baja frecuencia (50Hz) y el de retrazado tiene componentes de alta frecuencia (superiores a 1kHz) debido a que la rampa crece lentamente durante el trazado y decrece rápidamente durante el retrazado. Para entender el punto siguiente repasaremos cómo son las formas de onda sobre un inductor y un capacitor sometidos al pasaje de una corriente con forma de rampa, ya que la deflexión del haz es función de la corriente que circula por el yugo (figura 52).

EL CIRCUITO DE CARGA DEL AMPLIFICADOR VERTICAL

Ya sabemos que el yugo debe representarse como un inductor con un resistor en serie, pero el circuito de carga del amplificador no está aún completo. La corriente por el yugo debe ser alterna y el amplificador sólo puede manejar corriente continua; por lo tanto, se impone el uso de un capacitor en serie con el yugo, similar al capacitor en serie que se instala con el parlante de un amplificador de audio.

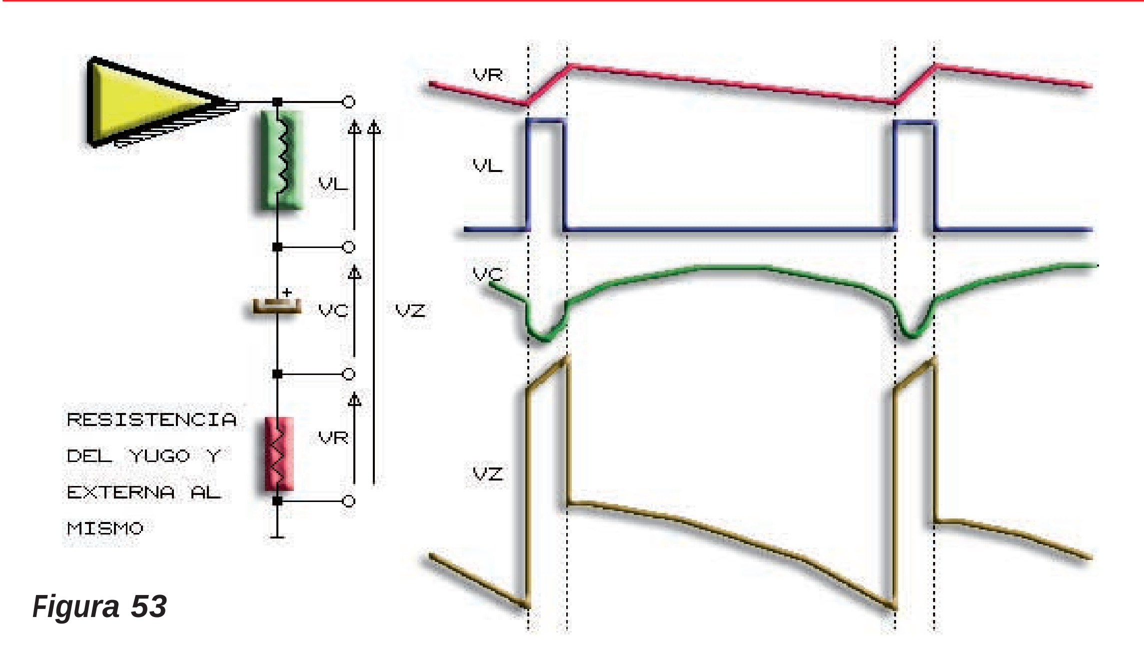


Figura 53

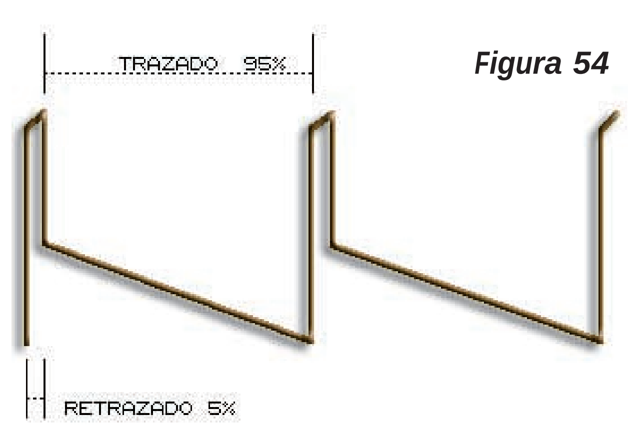


Figura 54

Entonces, el circuito de carga completo contiene los tres componentes pasivos conocidos: R, L y C en serie, atravesados por una corriente con forma de diente de sierra (vea la figura 53). La forma de onda de tensión, existente sobre la carga vertical compuesta, puede asimilarse a una onda trapezoidal, sobre todo cuando la capacidad C tiene un valor elevado. En este caso la señal sobre la carga es una onda trapezoidal perfecta que puede observarse en la figura 54.

REALIMENTACIÓN NEGATIVA EN EL AMPLIFICADOR VERTICAL

La realimentación negativa es generalmente utilizada en amplificadores de audio para reducir la distorsión e incrementar la respuesta en frecuencia de un amplificador.

En un amplificador de audio se pretende que la tensión de salida sea mucho mayor que la de entrada, pero perfectamente proporcional para que no introduzca distorsión. Por ejemplo, si un amplificador distorsiona una onda triangular como la indicada en la parte A de la figura 55, se puede utilizar realimentación negativa, tal como se indica en el circuito para conseguir una mejora de la distorsión de salida. En B se dibujó cómo son en realidad las señales del circuito; si observamos cuidadosamente la señal de entrada, podemos concluir que la realimentación negativa genera una señal distorsionada en la entrada del amplificador, pero que esta distorsión se anula con la distorsión propia del amplificador, se obtiene así una señal libre de distorsión en la salida.

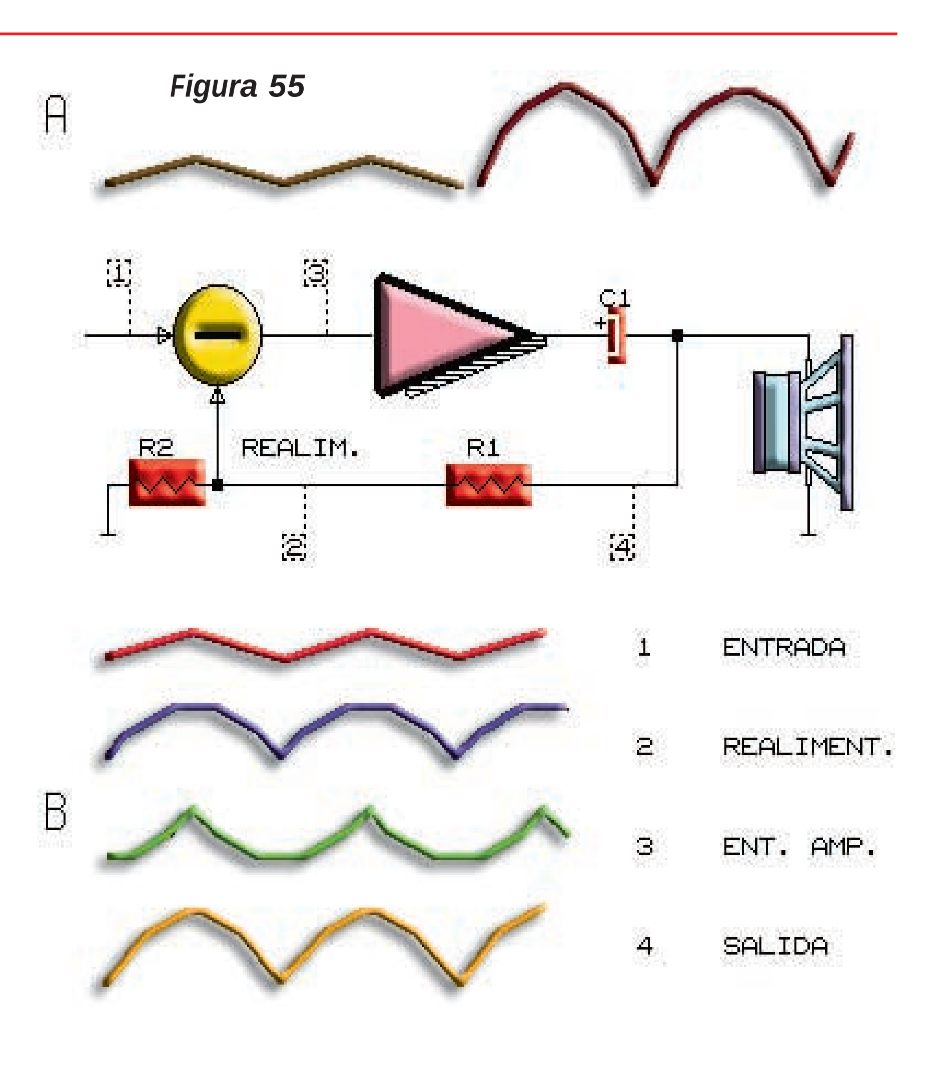


Figura 55

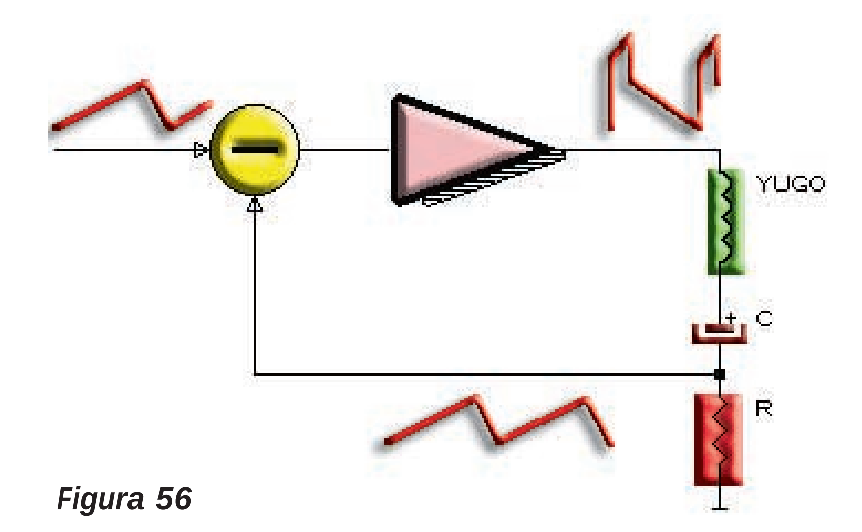


Figura 56

En un amplificador vertical, lo que se pretende es que la corriente por el yugo sea proporcional al diente de sierra entregado por el generador vertical. Para lograr esto basta con colocar un pequeño resistor en serie con el yugo en donde se obtiene una tensión proporcional a la corriente circulante (figura 56).

Cuando se provee la realimentación, el amplificador distorsiona la tensión sobre la carga, de manera tal que produce la onda trapezoidal, necesaria para asegurar que la corriente circulante tenga la forma requerida.

AMPLIFICADORES VERTICALES DE PRIMERA GENERACIÓN

En los TV transistorizados de B y N y los primeros de color, toda la tensión de la carga estaba incluida entre la tensión de fuente del amplificador de salida y masa, tal como se observa en la figura 57.

En estas condiciones, los transistores de salida del amplificador, con una disposición de par complementario, disipan energías muy diferentes. El superior sólo maneja el período de retrazado, en tanto que el inferior se hace cargo de todo el trazado.

Los amplificadores en sí eran prácticamente una copia de los de salida de audio con par complementario, incluida la red de polarización de continua que opera por realimentación negativa de CC (vea la figura 58).

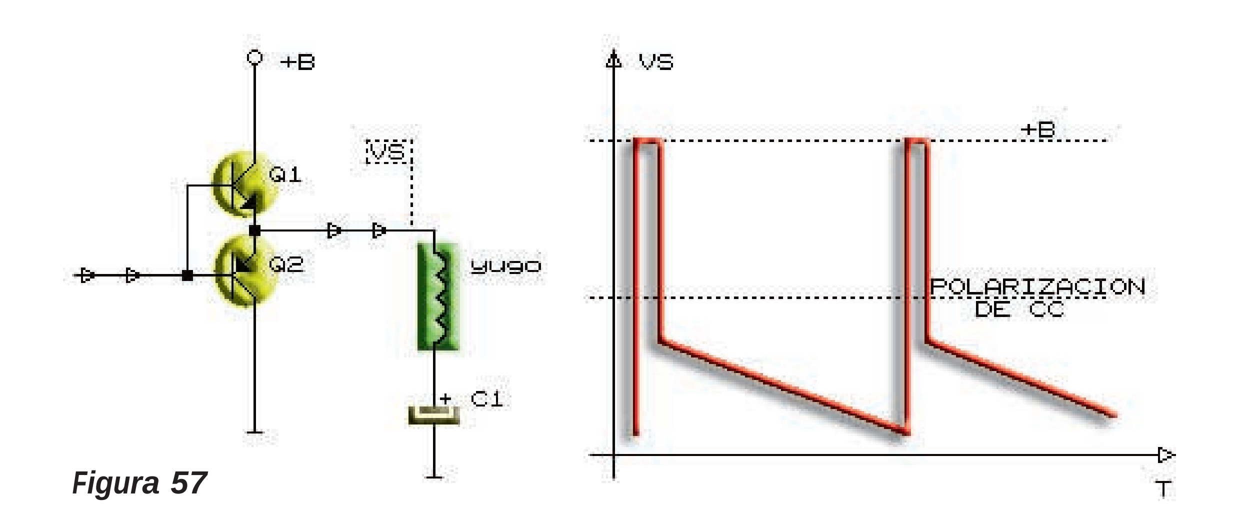


Figura 57

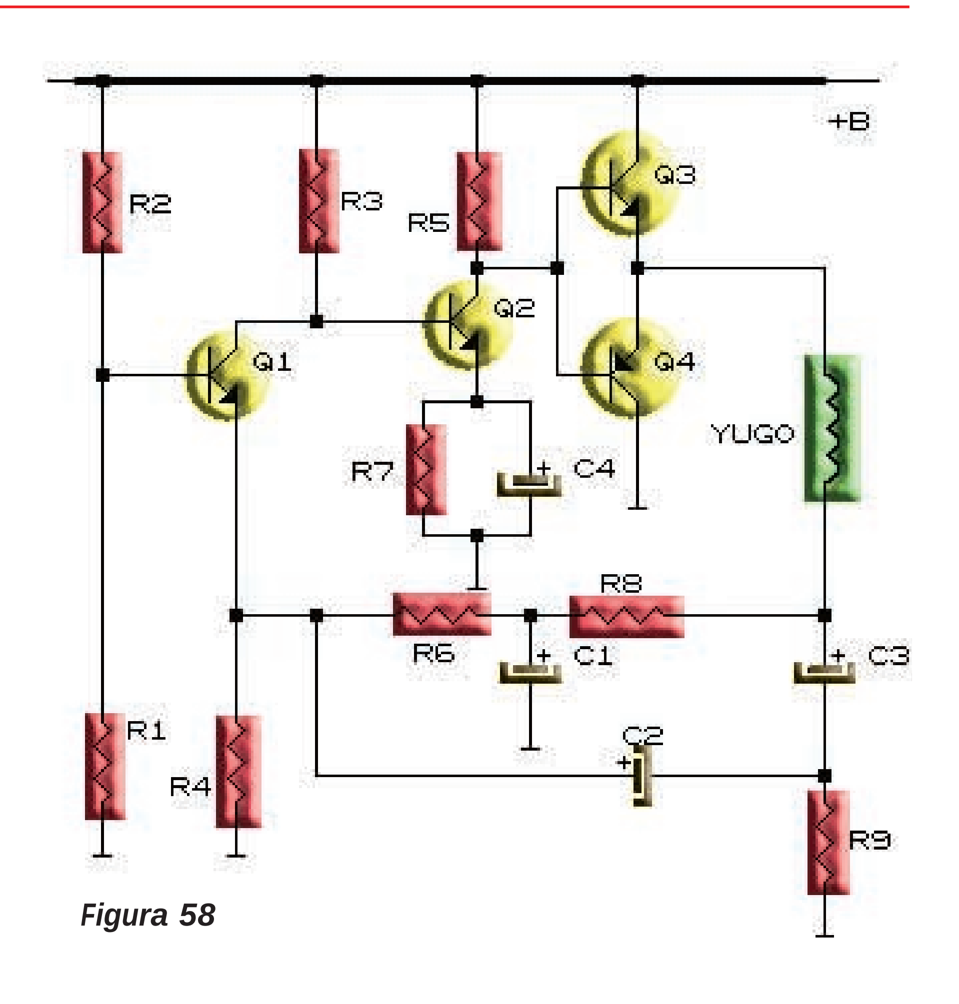
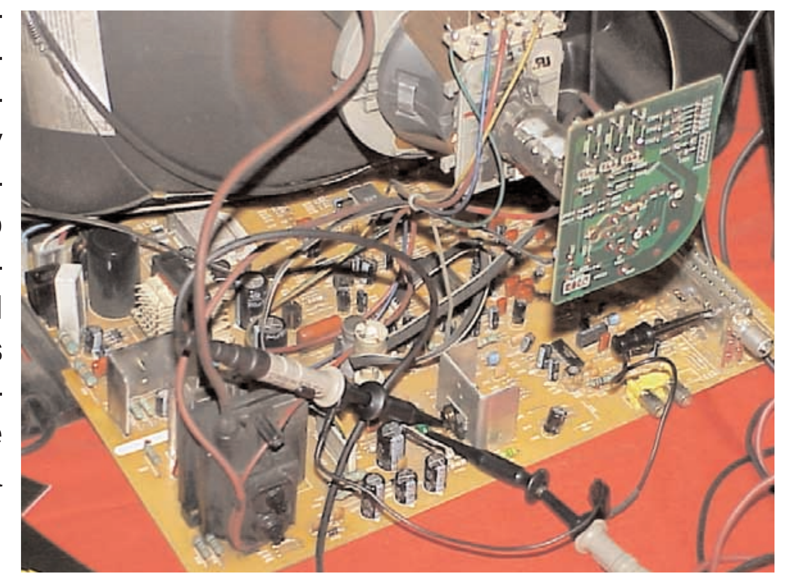


Figura 58

La realimentación negativa estabiliza el punto de trabajo a la corriente continua. Imaginemos, por ejemplo, que la tensión de salida en los emisores de TR3 y TR4 aumenta debido a un efecto térmico; al mismo tiempo aumentará la tensión de emisor de TR1 y, por lo tanto, aumentará también la tensión de colector. El transistor TR2 invierte el incremento, de modo que las bases de TR3 y TR4 reducen su tensión por oposición al cambio inicial.

Hasta aquí, con respecto a la etapa de barrido vertical, hemos analizado a los osciladores y los generadores de rampa, resta ahora ver cómo son las etapas amplificadoras de salida vertical tanto con componentes discretos como con circuitos integrados, temas de los que nos ocuparemos a continuación.



EL AMPLIFICADOR VERTICAL

LA ENERGÍA ACUMULADA EN EL YUGO

Cualquier estudiante de electrónica entiende perfectamente que un capacitor acumula energía, pero cuando el profesor dice que también un inductor acumula energía, ya no les resulta tan simple de entender. Lo que ocurre es que los capacitores son casi perfectos por construcción, de modo que cuando son cargados por una fuente y luego desconectados, mantienen esa carga por mucho tiempo. Luego al poner el capacitor en cortocircuito se produce una chispa, propia de una elevada circulación de corriente.

Si pudiéramos construir un inductor perfecto (con alambre de resistividad nula) y le hiciéramos circular una corriente, se generaría un campo magnético. Si ahora desconectamos la fuente al mismo tiempo que cortocircuitamos el inductor, el campo magnético producirá una circulación de corriente por el inductor y esta corriente generará un nuevo campo magnético opuesto al anterior y así hasta el infinito. Con un inductor real, la corriente se reduce transformándose en calor en forma muy rápida, de manera que, si abrimos el circuito un rato después, no se producirá ninguna manifestación de la acumulación de energía, ya que ésta se ha transformado en calor.

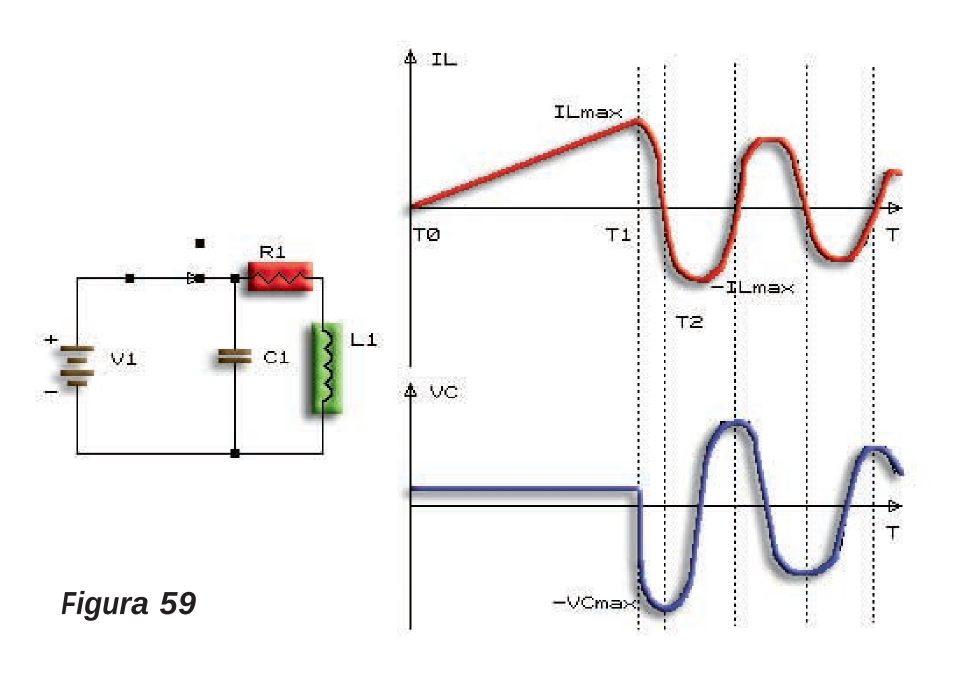


Figura 59

Sin embargo, en cortos intervalos de tiempo se manifiestan fenómenos que permiten inferir que el inductor acumula energía. La figura 59 nos permitirá realizar experiencias útiles no sólo para explicar los cir-

cuitos de retrazado vertical, sino posteriormente los de barrido horizontal. Los fenómenos son iguales y, por lo tanto, los tratamos en forma conjunta.

La fuente V se aplica en el instante T0, el capacitor se carga casi instantáneamente al valor de fuente, en cambio la corriente por el inductor crece lentamente en función de la tensión V y la inductancia L (el lector debe notar que utilizamos un inductor casi ideal con poca resistencia representada por R). En el instante T1 desconectamos la fuente. El inductor tiene acumulada energía en forma de campo magnético (que está en su máximo valor). La corriente por el inductor sólo puede variar lentamente y lo único que encuentra para cerrar el circuito es el capacitor C, que comienza a cargarse con una tensión inversa a la de fuente hasta que, en el instante T2, toda la energía magnética se transforma en energía eléctrica acumulada en el capacitor como -Vcmax.

A continuación, el capacitor comienza a descargarse sobre el inductor y genera una corriente inversa a la inicial (-ILmax). Si R fuera nula -ILmax sería igual en valor absoluto a ILmax y la sinusoide continuaría existiendo por un tiempo indeterminado. Con R no nula la sinusoide decrece de valor progresivamente hasta anularse.

En la etapa de salida vertical L es la inductancia vertical del yugo, R es su resistencia y C es un pequeño capacitor que suele conectarse en paralelo con el yugo para evitar variaciones rápidas de tensión sobre el mismo.

Pero esta señal está muy lejos de parecerse a la onda trapezoidal que se debe obtener sobre el yugo (en principio está invertida pero eso se soluciona invirtiendo la batería). Lo que ocurre es que la etapa de salida limita la tensión de pico positiva (negativa en el dibujo) y la mantiene fija en el valor de fuente mientras dura el retrazado vertical (figura 60).

El retrazado comienza cuando el generador trapezoidal (a través del excitador) lleva las bases de Q1 y Q2

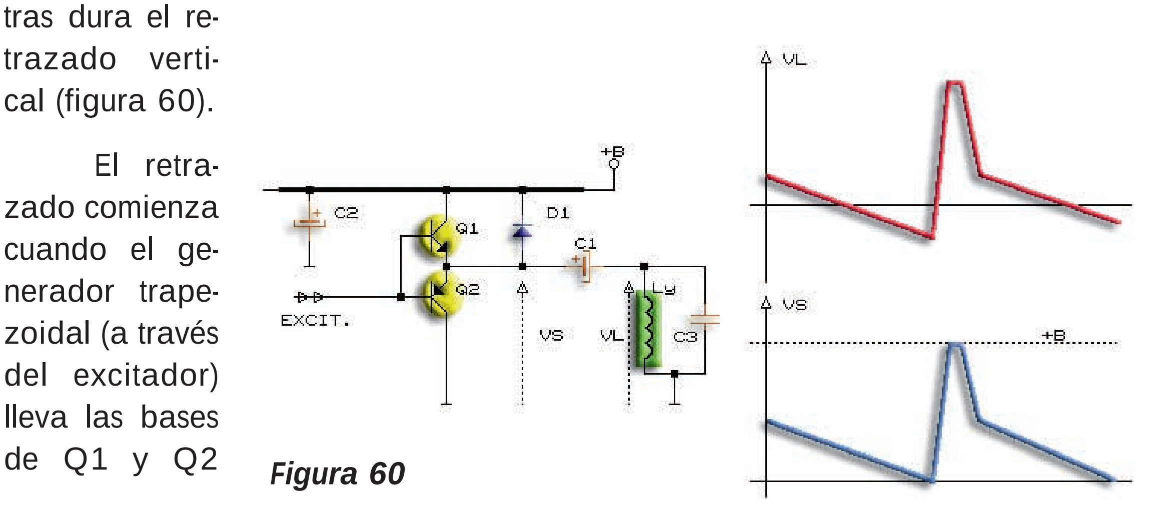


Figura 60

desde un valor prácticamente nulo correspondiente al final del retrazado (conducción de Q2) hasta un valor cercano al de fuente, por conducción de Q1. En este instante el yugo comienza a entregar energía, de forma tal que si no estuviera D1 la tensión VS superaría a la tensión de la fuente. En cambio D1 enclava la tensión VS a un valor 0,6V superior a la fuente, hace que la energía deje de transferirse en forma sinusoidal por Ly y C2 para empezar a transferirse en forma de rampa por el camino Ly, C1 y fuente. En realidad, podemos decir que el yugo entrega energía a la fuente y aumenta la tensión de C2 en forma leve.

EL CIRCUITO BOMBA

El circuito bomba es prácticamente el mismo para cualquier marca y modelo de circuito integrado. Nosotros analizaremos el circuito de aplicación de un AN5521 pero cualquier otro se analiza del mismo modo con sólo cambiar el número de patita (figura 61).

En este circuito el trazado ocupa todo el espacio, entre el eje de masa y el de alimentación de +27V. El retrazado, por lo tanto, debe realizarse por sobre la tensión de fuente. Cuando se corta la corriente por el yugo, al final del trazado, éste produce una sobretensión (como toda carga reactiva) que tiende a aumentar la tensión de la salida, hasta valores que pueden resultar peligrosos. El circuito bomba aprovecha esta característica de la carga inductiva, para realizar un retrazado y controla hasta un valor de tensión igual al doble de la tensión de fuente. El proceso es el siguiente:

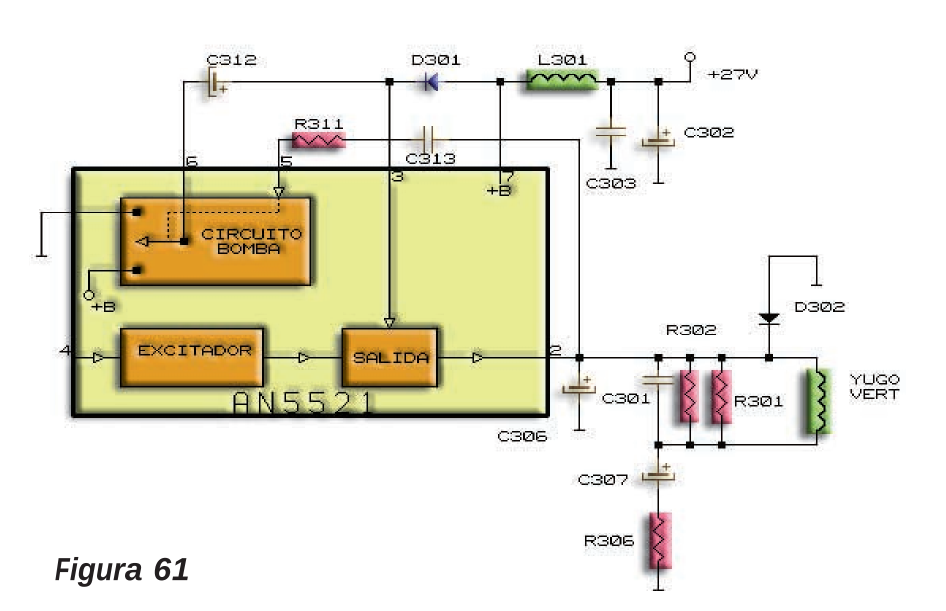


Figura 61

Durante el trazado la tensión de la pata 2 (salida) está por debajo de la fuente. Esto es detectado por el integrado que entonces conecta la pata negativa de C312 a masa. En esta condición, D301 carga el capacitor C312 desde la fuente de 27V. Cuando comienza el retrazado, la tensión de la pata 2 sube más allá de la fuente; el integrado lo detecta a través de C313 y R311 y conecta la pata negativa de C312 a +B. Ahora el retrazado sigue incrementándose hasta llegar a la tensión del terminal positivo de C312. Todo el retrazado se realiza a este valor de tensión hasta que la energía inductiva se agota y la tensión comienza a reducirse; cuando quede por debajo de 27V el circuito bomba vuelve a conectar el terminal negativo de C312 a masa.

ETAPA DE DEFLEXIÓN VERTICAL INTEGRADA COMPLETA

Como ejemplo, vamos a explicar el funcionamiento completo del circuito de aplicación del AN5521. La salida vertical con circuito bomba ya fue explicada con anterioridad pero nos quedan por analizar todas las redes de alimentación. El AN5521 está preparado para deflexión de 110° y por lo tanto necesita un oscilador y un generador de rampa externos que, en este caso, están ubicados dentro del llamado circuito jungla como formando una sola etapa denominada preexcitadora (figura 62).

El preexcitador del jungla entrega por la pata de salida una señal diente de sierra que contiene las distorsiones necesarias, para que el amplificador de salida haga circular un diente de sierra de corriente por el yu-

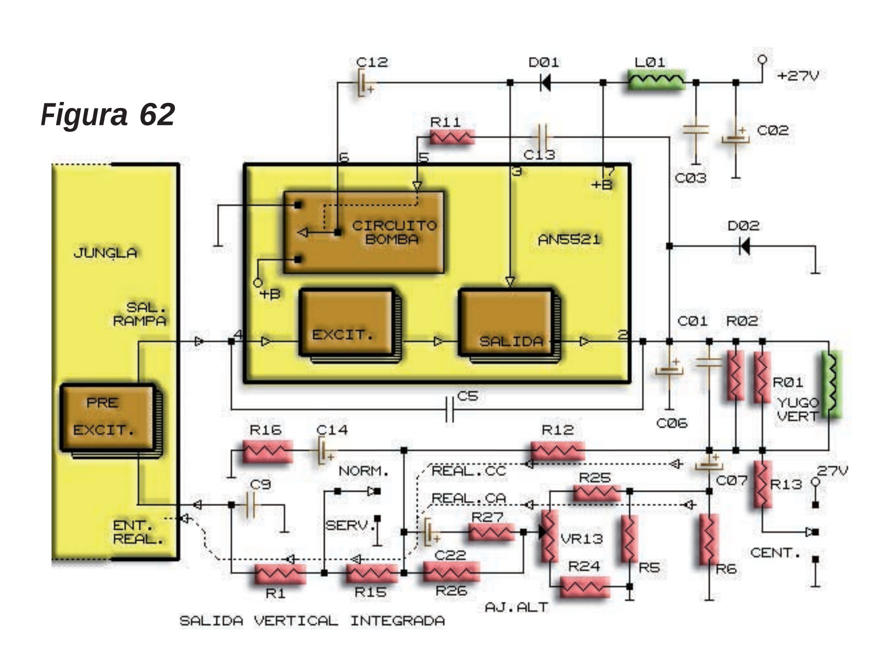


Figura 62

go. También por la misma pata, se introduce una tensión continua que produce la adecuada polarización de la etapa de salida. Esta predistorsión de la señal no sólo obedece a las distorsiones propias de una etapa de potencia; en efecto, la mayor distorsión que debe agregarse, se debe al efecto inductivo del yugo durante el veloz periodo de retrazado. Otra distorsión importante; se debe al capacitor de acoplamiento C7; sobre él, se generará una tensión parabólica, producto de la circulación del diente de sierra de corriente. Esta tensión se sumará al diente de sierra de tensión, necesario sobre el yugo durante el trazado y da lugar a que en la pata 2 se produzca una forma de onda de tensión trapezoidal.

La responsabilidad de conseguir que la tensión sobre la salida tenga una forma de señal tan distinta a la generada en el jungla; recae sobre dos lazos de realimentación. Estos lazos, que en el circuito se indican como REAL.CC y REAL-.CA, interconectan el yugo con la entrada de realimentación del jungla. La realimentación de alterna provocará la predistorsión de la señal de excitación y linealizará el trazado, ya que se trata de una realimentación de corriente (muestra de tensión sobre los resistores R6/R5, que están en serie con el yugo y el capacitor de acoplamiento C7). La realimentación de continua se obtiene del terminal inferior de yugo; obviamente, antes del desacoplamiento provocado por C7. Esta realimentación nos asegurará que la etapa de salida esté correctamente polarizada; es decir, que el trazado se realice sin recortes contra el eje de masa, en su parte final y sin recortes contra el eje de +B, en su principio.

LAZOS DE REALIMENTACCIÓN Y AMPLIFICACIÓN VERTICAL

El diente de sierra de corriente por el yugo, produce una tensión sobre el paralelo R6 y R7. Esta tensión se atenua en el control de altura, formado por R5 VR3 y R4; es decir, que para controlar la altura, este televisor modifica el coeficiente de realimentación de alterna.

La muestra de tensión del punto medio del preset se envía directamente a la pata de realimentación del jungla, por medio de R26 R15 y R1. La función de R1 es simplemente no enviar la pata 17 del jungla directamente a masa, cuando se opera la llave de servicio (que sirve para cortar la deflexión vertical). Como la realimentación negativa pura no era suficiente para corregir todas las distorsiones (de hecho, la realimentación debiera ser infinita, para que la distorsión se haga

cero), se provoca una realimentación alineal, sobre el resistor R26, al agregar sobre él, a C22 y R27. La tensión del terminal inferior del yugo es la continua que queremos realimentar, pero tiene una componente parabólica muy importante (debido a C7) que debe ser filtrada. El filtro de parábola está constituido por R12 y C14 (el resistor R16 es, en realidad, un puente de alambre; el agregado de resistencia, en esta posición, actúa como un control de linealidad. pero la experiencia indicó que este control no era necesario y fue anulado). C9 es un capacitor para evitar que los arcos en el tubo dañen el integrado jungla.

La señal de salida del jungla se envía a la pata 4 del vertical, por medio de R6 y R14, que operan como resistores separadores y protectores de arcos, conjuntamente con C11. La respuesta en frecuencia propia del amplificador, llega a valores muy altos; por lo tanto, se debe provocar un corte de alta frecuencia externo, para evitar oscilaciones espurias. Esto se consigue con un lazo secundario de realimentación negativa, a través de C5 y un capacitor (C6), desde la salida a masa. A pesar de las protecciones anteriores, es conveniente, evitar que el yugo se presente como una carga inductiva a frecuencias elevadas; un capacitor en paralelo con el yugo (C1) se encarga de compensar la inductancia de la carga.

Las señales negativas sobre la salida son la principal causa de daño al amplificador de potencia. El diodo D2 evita esta condición, que se produce debido a la carga inductiva que presenta el yugo. Como el yugo es una unidad doble, que incluye también las bobinas horizontales, debe existir, sobre la bobina vertical, alguna red que rechace la interferencia de horizontal (en realidad esta interferencia se debe a que, por defectos de fabricación, las bobinas horizontales y verticales nunca están exactamente a 90°). Esta red es un circuito LR formado por la propia inductancia del bobinado y los resistores R1 y R2. Demás está decir que, en realidad, el verdadero rechazo se produce porque los bobinados de vertical y horizontal son perpendiculares entre sí; la red sólo atenua los restos producidos por la falta de perpendicularidad, debida a tolerancias de producción.

AJUSTE DE LA ETAPA VERTICAL

Los ajustes de esta etapa son, por lo general, reducidos al mínimo indispensable. Como ya dijimos el control de linealidad ha sido eliminado y el ajuste de altura que debería ser doble, considerando la norma de 50 y 60Hz es en realidad

simple, ya que la compensación por el cambio de norma se realiza internamente al circuito jungla. Para facilitar el ajuste de blanco, esta etapa posee una llave de servicio. Esta llave actúa sobre el lazo de realimentación de continua y conecta la unión de R1 y R15 a masa. El jungla interpreta que no le llega tensión desde la salida y procede a bajar la tensión de la entrada (existe una inversión de 180° entre entrada y salida). Este proceso continua hasta que el amplificador va al corte y desactiva la deflexión vertical. Un centrado vertical es aconsejable en tubos de alta deflexión; en este caso, se realiza un centrado en tres pasos, por intermedio de un conector que puede conectar R13 a masa, a positivo o dejarlo sin conectar.

REPARACIONES EN LA ETAPA DE SALIDA VERTICAL

Vamos a explicar ejemplificando cómo se realiza la reparación del circuito tomado como ejemplo. Esta etapa presenta para su reparación, las dificultades clásicas de toda etapa realimentada. Por lo tanto, puede llegar a ser necesario, abrir el lazo de realimentación de continua y reemplazar la tensión del terminal inferior del yugo por una fuente de 13,5V (la mitad de la tensión de alimentación). Es decir que R312, debe desconectarse del yugo y conectarse a una fuente de 13,5V.

Por cualquier falla del vertical, es conveniente, primero, controlar que las polarizaciones de continua se encuentren en su valor justo. Para poder verificar este dato, es necesario quitar la señal de alterna. El lugar correcto para realizar este corte es la pata 4, que debe derivarse a masa con un electrolítico de 100 uF (colocar primero brillo y contraste a mínimo, para no marcar el tubo). En estas condiciones, se deben medir primero las tensiones de alimentación en la pata 7 = 26,4V y en la 3 = 25,8V. Controlar también, que la excitación de la llave bomba, en la pata 4, esté prácticamente en 0V y que la llave bomba se encuentre conectada a masa, pata 6 < 1V.

En estas condiciones, la tensión de salida (pata 2) y la del terminal inferior del yugo deben ser de 13,8V +-1V y la de entrada (pata 4) de 0,7V+-70mV.

Si estas tensiones no son correctas, se debe proceder a abrir el lazo de realimentación y volver a verificarlas. (Nota: sin realimentación negativa, pequeños cambios de la tensión de entrada pueden provocar un cambio muy grande de la salida; como la tensión de salida se reemplazó con una fuente ajustable, se puede variar ligeramente la tensión de la misma y observar el resultado en la tensión de salida.

Si la tensión de entrada es correcta y la de salida es baja, corresponde verificar el diodo D302 y el capacitor C307. Si estos componentes no están fallados, se debe proceder a cambiar el integrado.

En cambio, si la tensión de salida es alta, la falla puede estar sólo en el integrado, salvo un cortocircuito en el circuito impreso.

Si la tensión de entrada no es correcta; corresponde determinar si la falla se produce en el lazo de realimentación, en el jungla o en el salida. Primero se verifica la tensión de realimentación, en la pata 17 del jungla. Si es correcta (2,7V+-0,25V), significa que la red de realimentación está en buen estado y el problema está en el jungla, o en R6

R4 o C1. Corresponde medir los resistores y el capacitor y, en caso contrario, el jungla. También puede medirse si el jungla entrega la tensión correcta; si por la pata 18 entrega 0,8V, el problema está en la red RC o en el integrado de salida. Corresponde verificar la red y luego cambiar el integrado.

Si el problema está en la red de realimentación, se puede encontrar la falla, simplemente con un téster digital se medirán los resistores y se controlaría que C4 y C2 no estén en cortocircuito.

Si el funcionamiento en continua es correcto, pero la imagen tiene distorsiones o plegados, la falla está seguramente en el circuito bomba. Se debe verificar a D1, C2, C13 y R11. El circuito bomba reduce considerablemente el consumo de la etapa de salida, al permitir que la misma pueda ubicarse en el mismo chip que contiene todos los circuitos de la etapa vertical. Por lo menos así ocurre cuando se trata de un circuito con un tubo de 90° de deflexión (menores de 21'' de diagonal).

En tubos con pantalla de mayor tamaño, el ángulo de deflexión es mayor, para que todo el tubo tenga menos profundidad, por lo general son de 110° y para desviar el haz necesitan mayor corriente por el yugo y provocan una mayor sobreelevación de temperatura. En este caso se suelen utilizar disposiciones de circuito en donde el oscilador y el generador del diente de sierra se encuentran separados de la etapa de salida.

Consideraciones Finales

Salvo por el ya nombrado circuito jungla, las etapas de salida vertical antiguas y modernas de televisores que no funcionen por conteo, son todas similares entre sí. En la figura 63 se pueden ver las arquitecturas para que el lector pueda ubicarse perfectamente en cualquier circuito antiguo o moderno. ********

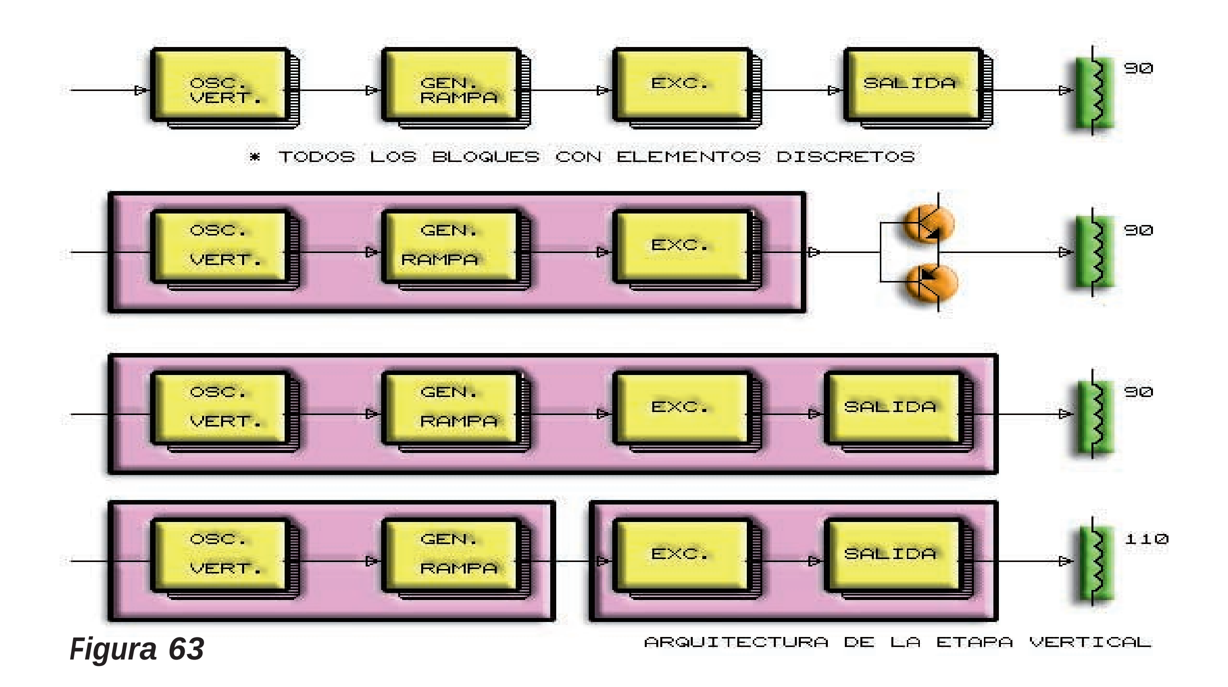


Figura 63



SABER
ELECTRONICA
EDICION ARGENTINA
WEB ELECTRONICA
CLUB
SE
Curso Superior de
TV Color
El Amplificador Vertical
con Circuito Integrado
El CAFase Horizontal
Circuitos Comerciales
de CAFase
Los Osciladores
Horizontal y Vertical
26 fallas Generales
en Receptores de TV
5
REP. ARGENTINA, $5,90





PRESENTA

Curso Superior de

TV Color

volumen 5

Autores:

Teoría: Ing. Alberto H. Picerno

26 Fallas: Sensy Test

El Amplificador Vertical con Circuito Integrado

El CAFase Horizontal

Circuitos Comerciales de CAFase

Los Osciladores Horizontal y Vertical

26 Fallas Generales en Receptores de TV

Editado por:

EDITORIAL QUARK S.R.L.

Herrera 761/63 (1295) Buenos Aires, Argentina

Tel./fax: (0054-11) 4301-8804

Director: Horacio D. Vallejo

Impresión: New Press, Bs. As., Argentina - enero 2004

Distribución en Argentina: Capital: Distribuidora Cancellaro e Hijo SH, Gutenberg 3258, Buenos Aires - Interior: Distribuidora Bertrán S.A.C., Av. Vélez Sarsfield 1950, Buenos Aires
Distribución en Uruguay: Rodesol, Ciudadela 1416, Montevideo.
Distribución en México: Saber Internacional SA de CV, Cda. Moctezuma Nº 2, Esq. Av. de los Maestros, Col. Santa Agueda, Ecatepec de Morelos, Ed. México, México, (0155) 5839-5277/7277
Distribución en Colombia, Venezuela, Ecuador, Perú, Paraguay, Chile y Centroamérica: Solicitar dirección del distribuidor al (005411)4301-8804 o por Internet a:

www.webelectronica.com.ar

ISBN Obra Completa: 987-1116-19-5

Prólogo

Obra compuesta de 6 tomos independientes que enseña teoría y reparación de televisores a color y 2 tomos adicionales específicos sobre los televisores de última generación y el sintonizador.

Por ser un curso, los lectores tienen apoyo a través de Internet, por medio de claves de acceso a **www.webelectronica.com.ar** que se publican en cada volumen.

Este texto es la Segunda Serie del Curso Completo de TV Color del Ing. Picerno, por lo cual posee temas tratados en dicho libro. Los primeros tomos trataron aspectos generales de distintos bloques de televisores convencionales y describen características generales que hacen a la transmisión de televisión.

La descripción de las etapas que componen un receptor se realiza teniendo en cuenta la evolución de la tecnología, tratando incluso, los sistemas microcontrolados actuales. En esta entrega se analizan los siguientes temas:

El Amplificador Vertical

con Circuito Integrado.

El CAFase Horizontal.

Circuitos Comerciales de CAFase.

Los Osciladores Horizontal y Vertical.

26 Fallas Generales en Receptores de TV.

INDICE

EL AMPLIFICADOR VERTICAL CON CIRCUITO INTEGRADO

INTRODUCCIÓN

Los circuitos de salida vertical de los televisores de hace apenas unos años emplean sofisticados sistemas para conseguir un elevado rendimiento. En realidad, el consumo de la etapa no es tan importante ni requiere un estudio muy profundo. Lo que ocurre es que los fabricantes pretendieron, desde un principio, realizar una etapa vertical integrada de un solo chip y para lograr un generador vertical a R y C estable es imprescindible que el chip trabaje a la menor temperatura posible.

Esta lucha por aumentar el rendimiento provoca también un incremento de la confiabilidad ya que la dilatación y contracción del chip es la principal causa de las fallas.

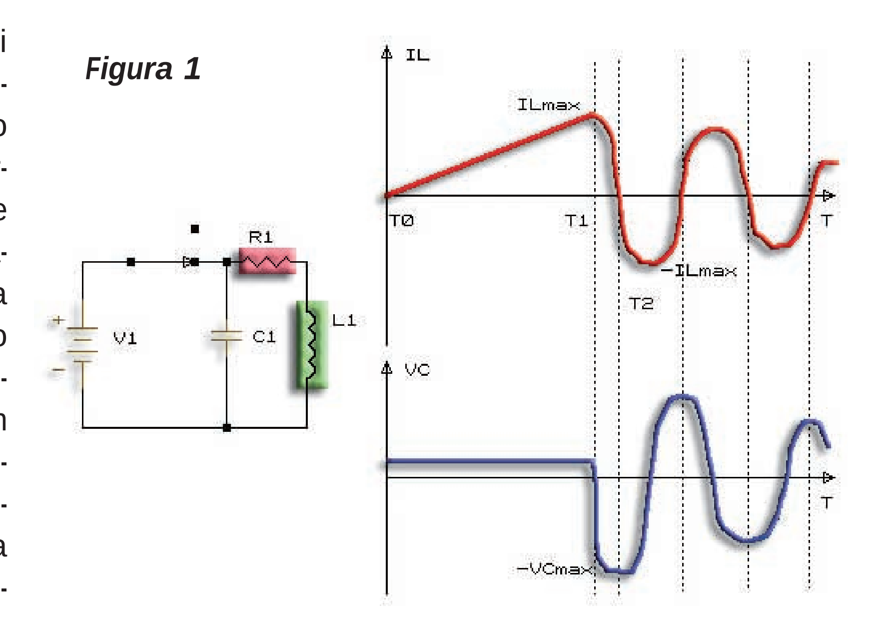
En el capítulo anterior analizamos una etapa discreta en donde el pulso de retrasado se desarrollaba dentro de los límites impuestos por la tensión de fuente. Esta disposición (heredada de los amplificadores de audio) es la de menor rendimiento, debido a que la energía acumulada en el yugo como campo magnético durante el trazado, se disipa en el transistor de salida superior y produce un calentamiento desparejo y abundante.

Prácticamente todos los diseños actuales utilizan el llamado efecto de bombeo (pump transistor es el nombre dado por los autores de habla inglesa). Por lo tanto comenzaremos explicando el funcionamiento de una etapa de salida con efecto bomba.

LA ENERGÍA ACUMULADA EN EL YUGO

Cualquier estudiante de electrónica entiende perfectamente que un capacitor acumula energía, pero cuando el profesor dice que también un inductor acumula energía, ya no les resulta tan simple de entender. Lo que ocurre es que los

capacitores son casi perfectos por construcción, de modo que cuando son cargados por una fuente y luego desconectados, mantienen esa carga por mucho tiempo. Luego al poner el capacitor en cortocircuito se produce una chispa, propia de una elevada circulación de corriente.



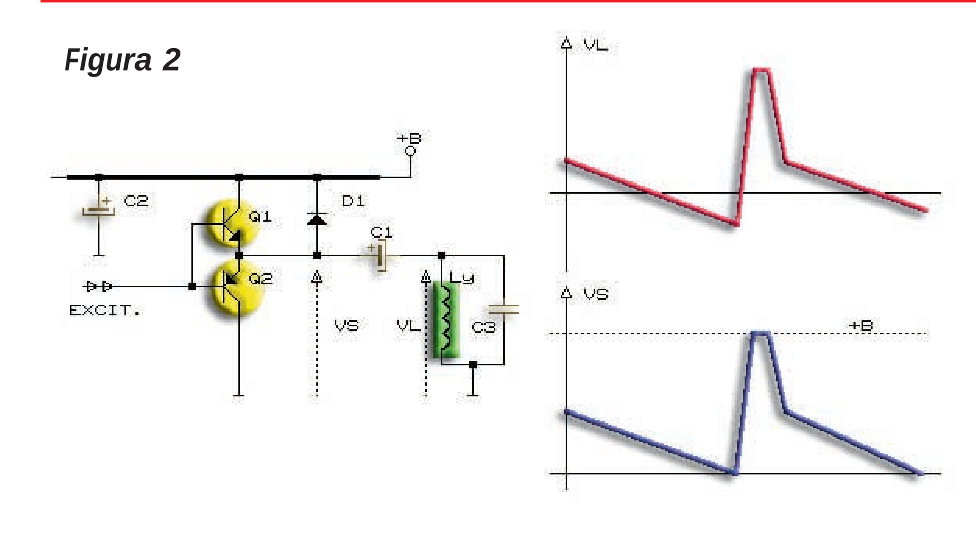
Si pudiéramos construir un inductor perfecto (con alambre de resistividad nula) y le hiciéramos circular una corriente, se generaría un campo magnético. Si ahora desconectamos la fuente al mismo tiempo que cortocircuitamos el inductor, el campo magnético producirá una circulación de corriente por el inductor y esta corriente generará un nuevo campo magnético opuesto al anterior y así hasta el infinito.

Con un inductor real, la corriente se reduce transformándose en calor en forma muy rápida, de manera que, si abrimos el circuito un rato después, no se producirá ninguna manifestación de la acumulación de energía, ya que ésta se ha transformado en calor.

Sin embargo, en cortos intervalos de tiempo se manifiestan fenómenos que permiten inferir que el inductor acumula energía. La figura 1 nos permitirá realizar experiencias útiles no sólo para explicar los circuitos de retrasado vertical, sino posteriormente los de barrido horizontal. Los fenómenos son iguales y, por lo tanto, los tratamos en forma conjunta.

La fuente V se aplica en el instante T0, el capacitor se carga casi instantáneamente al valor de fuente, en cambio la corriente por el inductor crece lentamente en función de la tensión V y la inductancia L (el lector debe notar que utilizamos un inductor casi ideal con poca resistencia representada por R). En el instante T1 desconectamos la fuente. El inductor tiene acumulada energía en forma de campo magnético (que está en su máximo valor). La corriente por el inductor sólo puede variar lentamente y lo único que encuentra para cerrar el circuito es el

Figura 2



capacitor C, que comienza a cargarse con una tensión inversa a la de fuente hasta que, en el instante T2, toda la energía magnética se transforma en energía eléctrica acumulada en el capacitor como -Vcmax.

A continuación, el capacitor comienza a descargarse sobre el inductor y genera una corriente inversa a la inicial (-ILmax). Si R fuera nula -ILmax sería igual en valor absoluto a ILmax y la sinusoide continuaría existiendo por un tiempo indeterminado. Con R no nula la sinusoide decrece de valor progresivamente hasta anularse.

En la etapa de salida vertical L es la inductancia vertical del yugo, R es su resistencia y C es un pequeño capacitor que suele conectarse en paralelo con el yugo para evitar variaciones rápidas de tensión sobre el mismo.

Pero esta señal está muy lejos de parecerse a la onda trapezoidal que se debe obtener sobre el yugo (en principio está invertida pero eso se soluciona invirtiendo la batería). Lo que ocurre es que la etapa de salida limita la tensión de pico positiva (negativa en el dibujo) y la mantiene fija en el valor de fuente mientras dura el retrazado vertical (figura 2).

El retrazado comienza cuando el generador trapezoidal (a través del excitador) lleva las bases de Q1 y Q2 desde un valor prácticamente nulo correspondiente al final del retrazado (conducción de Q2) hasta un valor cercano al de fuente, por conducción de Q1. En este instante el yugo comienza a entregar energía, de forma tal que si no estuviera D1 la tensión VS superaría a la tensión de la fuente. En cambio D1 enclava la tensión VS a un valor 0,6V superior a la fuente, hace que la energía deje de transferirse en forma sinusoidal por Ly y C2 para empezar a transferirse en forma de rampa por el camino Ly, C1 y fuente. En realidad, podemos decir que el yugo entrega energía a la fuente y aumenta la tensión de C2 en forma leve.

EL CIRCUITO BOMBA

El circuito bomba es prácticamente el mismo para cualquier marca y modelo de circuito integrado. Nosotros analizaremos el circuito de aplicación de un AN5521 (figura 3) pero cualquier otro se analiza del mismo modo con sólo cambiar el número de patita.

En este circuito el trazado ocupa todo el espacio, entre el eje de masa y el de alimentación de +27V. El retrazado, por lo tanto, debe realizarse por sobre la tensión de fuente.

Cuando se corta la corriente por el yugo, al final del trazado, éste produce una sobretensión (como toda carga reactiva) que tiende a aumentar la tensión de la salida, hasta valores que pueden resultar peligrosos. El circuito bomba aprovecha esta característica de la carga inductiva, para realizar un retrazado y controla hasta un valor de tensión igual al doble de la tensión de fuente. El proceso es el siguiente:

Durante el trazado la tensión de la pata 2 (salida) está por debajo de la fuente. Esto es detectado por el integrado que entonces conecta la pata negativa de C312 a masa. En esta condición, D301 carga el capacitor C312 desde la fuente de 27V.

Cuando comienza el retrazado, la tensión de la pata 2 sube más allá de la fuente; el integrado lo detecta a través de C313 y R311 y conecta la pata negativa de C312 a +B. Ahora el retrazado sigue incrementándose hasta llegar a la tensión del terminal positivo de C312. Todo el retrazado se realiza a es-

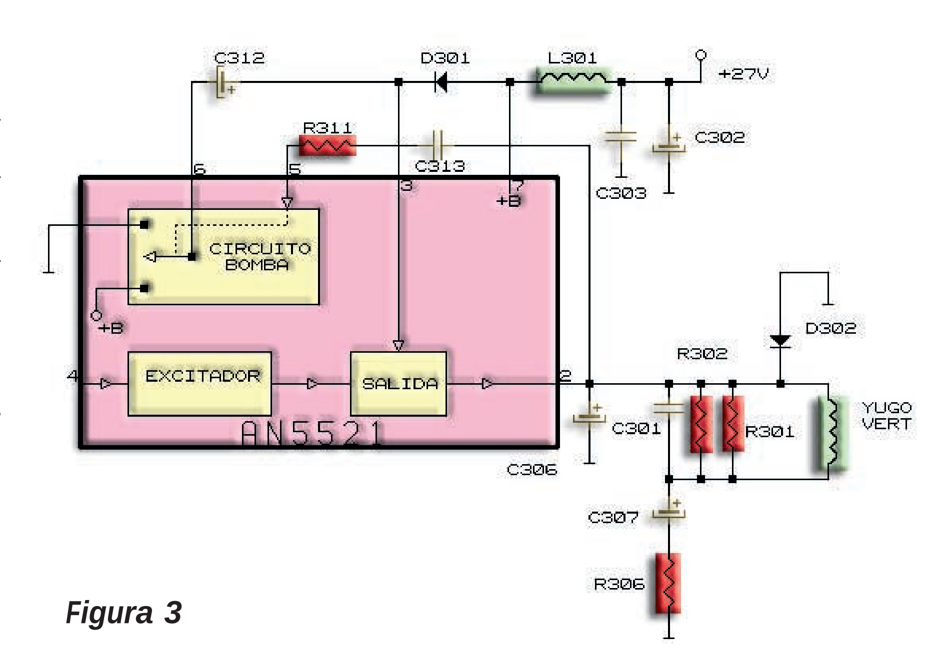


Figura 3

te valor de tensión hasta que la energía inductiva se agota y la tensión comienza a reducirse; cuando quede por debajo de 27V el circuito bomba vuelve a conectar el terminal negativo de C312 a masa.

ETAPA DE DEFLEXIÓN VERTICAL COMPLETA

Como ejemplo, vamos a explicar el funcionamiento completo del circuito de aplicación del AN5521 (figura 4). La salida vertical con circuito bomba ya fue explicada con anterioridad pero nos quedan por analizar todas las redes de alimentación. El AN5521 está preparado para deflexión de 110° y por lo tanto necesita un oscilador y un generador de rampa externos que, en este caso, están ubicados dentro del llamado circuito jungla como formando una sola etapa denominada preexcitadora.

El preexcitador del jungla entrega por la pata de salida una señal diente de sierra que contiene las distorsiones necesarias, para que el amplificador de salida haga circular un diente de sierra de corriente por el yugo. También por la misma pata, se introduce una tensión continua que produce la adecuada polarización de la etapa de salida. Esta predistorsión de la señal no sólo obedece a las distorsiones propias de una etapa de potencia; en efecto, la mayor distorsión que debe agregarse, se debe al efecto inductivo del yugo durante el veloz perio-

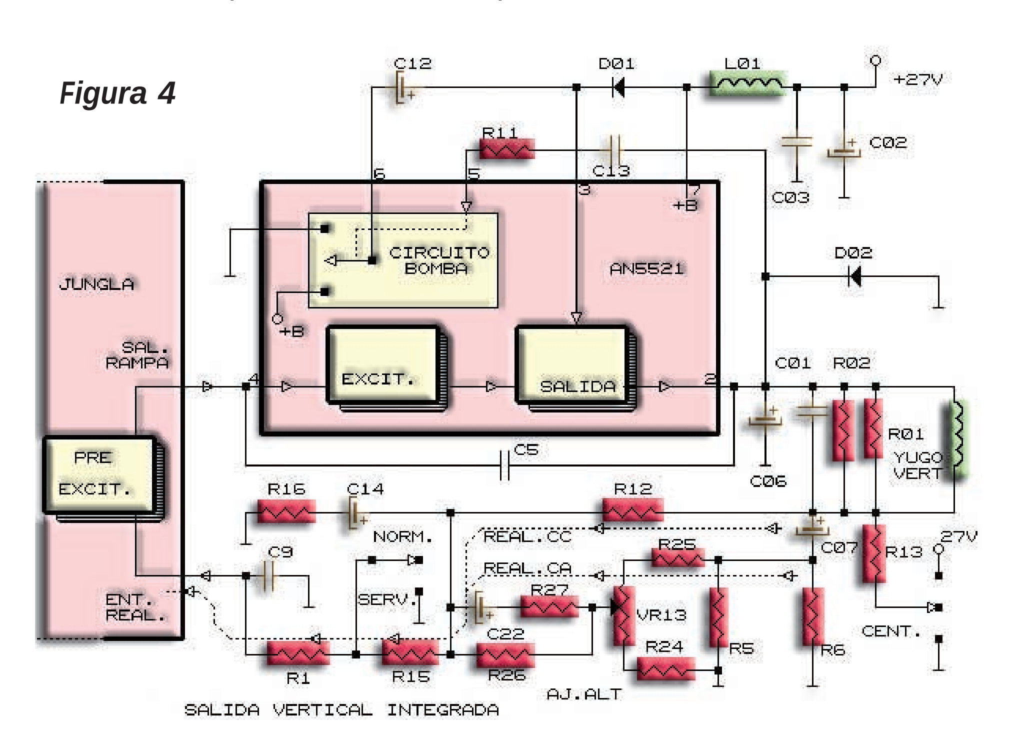


Figura 4

do de retrazado. Otra distorsión importante; se debe al capacitor de acoplamiento C7; sobre él, se generará una tensión parabólica, producto de la circulación del diente de sierra de corriente. Esta tensión se sumará al diente de sierra de tensión, necesario sobre el yugo durante el trazado y da lugar a que en la pata 2 se produzca una forma de onda de tensión trapezoidal.

La responsabilidad de conseguir que la tensión sobre la salida tenga una forma de señal tan distinta a la generada en el jungla; recae sobre dos lazos de realimentación. Estos lazos, que en el circuito se indican como REAL.CC y REAL-.CA, interconectan el yugo con la entrada de realimentación del jungla.

La realimentación de alterna provocará la predistorsión de la señal de excitación y linealizará el trazado, ya que se trata de una realimentación de corriente (muestra de tensión sobre los resistores R6/R5, que están en serie con el yugo y el capacitor de acoplamiento C7).

La realimentación de continua se obtiene del terminal inferior de yugo; obviamente, antes del desacoplamiento provocado por C7. Esta realimentación nos asegurará que la etapa de salida esté correctamente polarizada; es decir, que el trazado se realice sin recortes contra el eje de masa, en su parte final y sin recortes contra el eje de +B, en su principio.

LOS LAZOS PRINCIPALES DE REALIMENTACIÓN

El diente de sierra de corriente por el yugo, produce una tensión sobre el paralelo R6 y R7. Esta tensión se atenua en el control de altura, formado por R5 VR3 y R4; es decir, que para controlar la altura, este televisor modifica el coeficiente de realimentación de alterna.

La muestra de tensión del punto medio del preset se envía directamente a la pata de realimentación del jungla, por medio de R26 R15 y R1. La función de R1 es simplemente no enviar la pata 17 del jungla directamente a masa, cuando se opera la llave de servicio (que sirve para cortar la deflexión vertical). Como la realimentación negativa pura no era suficiente para corregir todas las distorsiones (de hecho, la realimentación debiera ser infinita, para que la distorsión se haga cero), se provoca una realimentación alineal, sobre el resistor R26, al agregar sobre él, a C22 y R27.

La tensión del terminal inferior del yugo es la continua que queremos realimentar, pero tiene una componente parabólica muy importante (debido a C7) que debe ser filtrada. El filtro de parábola está constituido por R12 y C14 (el resistor R16 es, en realidad, un puente de alambre; el agregado de resistencia, en esta posición, actúa como un control de linealidad. pero la experiencia indicó que este control no era necesario y fue anulado). C9 es un capacitor para evitar que los arcos en el tubo dañen el integrado jungla.

EL AMPLIFICADOR DE LA SEÑAL VERTICAL

La señal de salida del jungla se envía a la pata 4 del vertical, por medio de R6 y R14, que operan como resistores separadores y protectores de arcos, conjuntamente con C11.

La respuesta en frecuencia propia del amplificador, llega a valores muy altos; por lo tanto, se debe provocar un corte de alta frecuencia externo, para evitar oscilaciones espurias. Esto se consigue con un lazo secundario de realimentación negativa, a través de C5 y un capacitor (C6), desde la salida a masa.

A pesar de las protecciones anteriores, es conveniente, evitar que el yugo se presente como una carga inductiva a frecuencias elevadas; un capacitor en paralelo con el yugo (C1) se encarga de compensar la inductancia de la carga.

Las señales negativas sobre la salida son la principal causa de daño al amplificador de potencia. El diodo D2 evita esta condición, que se produce debido a la carga inductiva que presenta el yugo.

Como el yugo es una unidad doble, que incluye también las bobinas horizontales, debe existir, sobre la bobina vertical, alguna red que rechace la interferencia de horizontal (en realidad esta interferencia se debe a que, por defectos de fabricación, las bobinas horizontales y verticales nunca están exactamente a 90°). Esta red es un circuito LR formado por la propia inductancia del bobinado y los resistores R1 y R2.

Demás está decir que, en realidad, el verdadero rechazo se produce porque los bobinados de vertical y horizontal son perpendiculares entre sí; la red sólo atenua los restos producidos por la falta de perpendicularidad, debida a tolerancias de producción.

AJUSTE DE LA ETAPA VERTICAL

Los ajustes de esta etapa son, por lo general, reducidos al mínimo indispensable. Como ya dijimos el control de linealidad a sido eliminado y el ajuste de altura que debería ser doble, considerando la norma de 50 y 60Hz es en realidad simple, ya que la compensación por el cambio de norma se realiza internamente al circuito jungla. Para facilitar el ajuste de blanco, esta etapa posee una llave de servicio. Esta llave actúa sobre el lazo de realimentación de continua y conecta la unión de R1 y R15 a masa. El jungla interpreta que no le llega tensión desde la salida y procede a bajar la tensión de la entrada (existe una inversión de 180° entre entrada y salida). Este proceso continua hasta que el amplificador va al corte y desactiva la deflexión vertical.

Un centrado vertical es aconsejable en tubos de alta deflexión; en este caso, se realiza un centrado en tres pasos, por intermedio de un conector que puede conectar R13 a masa, a positivo o dejarlo sin conectar.

FALLAS Y REPARACIONES EN LA ETAPA VERTICAL

Vamos a explicar ejemplificando cómo se realiza la reparación del circuito tomado como ejemplo. Esta etapa presenta para su reparación, las dificultades clásicas de toda etapa realimentada. Por lo tanto, puede llegar a ser necesario, abrir el lazo de realimentación de continua y reemplazar la tensión del terminal inferior del yugo por una fuente de 13,5V (la mitad de la tensión de alimentación). Es decir que R312, debe desconectarse del yugo y conectarse a una fuente de 13,5V.

Por cualquier falla del vertical, es conveniente, primero, controlar que las polarizaciones de continua se encuentren en su valor justo. Para poder verificar este dato, es necesario quitar la señal de alterna. El lugar correcto para realizar este corte es la pata 4, que debe derivarse a masa con un electrolítico de 100 uF (colocar primero brillo y contraste a mínimo, para no marcar el tubo). En estas condiciones, se deben medir primero las tensiones de alimentación en la pata 7 = 26,4V y en la 3 = 25,8V. Controlar también, que la excitación de la llave bomba, en la pata 4, esté prácticamente en 0V y que la llave bomba se encuentre co-

nectada a masa, pata 6 < 1V. En estas condiciones, la tensión de salida (pata 2) y la del terminal inferior del yugo deben ser de 13,8V +-1V y la de entrada (pata 4) de 0,7V+-70mV.

Si estas tensiones no son correctas, se debe proceder a abrir el lazo de realimentación y volver a verificarlas. (Nota: sin realimentación negativa, pequeños cambios de la tensión de entrada pueden provocar un cambio muy grande de la salida; como la tensión de salida se reemplazó con una fuente ajustable, se puede variar ligeramente la tensión de la misma y observar el resultado en la tensión de salida).

Si la tensión de entrada es correcta y la de salida es baja, corresponde verificar el diodo D302 y el capacitor C307. Si estos componentes no están fallados, se debe proceder a cambiar el integrado.

En cambio, si la tensión de salida es alta, la falla puede estar sólo en el integrado, salvo un cortocircuito en el circuito impreso.

Si la tensión de entrada no es correcta; corresponde determinar si la falla se produce en el lazo de realimentación, en el jungla o en el salida. Primero se verifica la tensión de realimentación, en la pata 17 del jungla. Si es correcta (2,7V+-0,25V), significa que la red de realimentación está en buen estado y el problema está en el jungla, o en R6 R4 o C1. Corresponde medir los resistores y el capacitor y, en caso contrario, el jungla. También puede medirse si el jungla entrega la tensión correcta; si por la pata 18 entrega 0,8V, el problema está en la red RC o en el integrado de salida. Corresponde verificar la red y luego cambiar el integrado.00

Si el problema está en la red de realimentación, se puede encontrar la falla, simplemente con un téster digital se medirán los resistores y se controlaría que C4 y C2 no estén en cortocircuito.

Si el funcionamiento en continua es correcto, pero la imagen tiene distorsiones o plegados, la falla está seguramente en el circuito bomba. Se debe verificar a D1, C2, C13 y R11. El circuito bomba reduce considerablemente el consumo de la etapa de salida, al permitir que la misma pueda ubicarse en el mismo chip que contiene todos los circuitos de la etapa vertical. Por lo menos así ocurre cuando se trata de un circuito con un tubo de 90° de deflexión (menores de 21'' de diagonal).

En tubos con pantalla de mayor tamaño, el ángulo de deflexión es mayor, para que todo el tubo tenga menos profundidad, por lo general son de 110° y para desviar el haz necesitan mayor corriente por el yugo y provocan una mayor

sobreelevación de temperatura. En este caso se suelen utilizar disposiciones de circuito en donde el oscilador y el generador del diente de sierra se encuentran separados de la etapa de salida.

LAS VIEJAS Y NUEVAS DISPOSICIONES DE LA ETAPA VERTICAL

Salvo por el ya nombrado circuito jungla, las etapas de salida vertical antiguas y modernas de televisores que no funcionen por conteo, son todas similares entre sí.

Aquí analizaremos la arquitectura de los circuitos para que el lector pueda ubicarse perfectamente en cualquier circuito antiguo o moderno (figura 5).

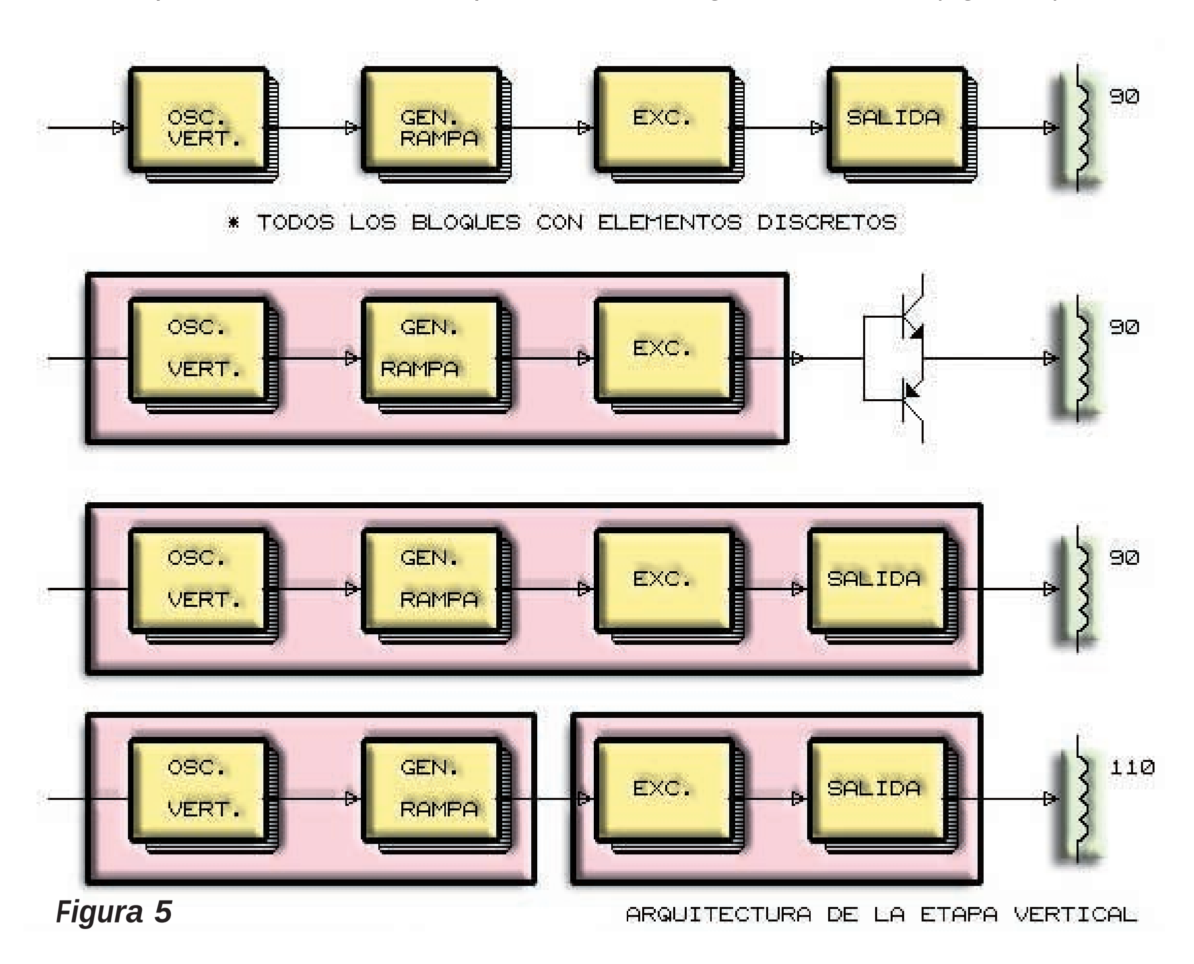


Figura 5

EL CAFase HORIZONTAL

INTRODUCCIÓN

Ya sabemos que la etapa de deflexión horizontal es un generador de corriente con forma de diente de sierra, enganchada con los pulsos de sincronismo horizontal que son enviados por la emisora.

En síntesis, algo muy similar a la etapa vertical; sin embargo, los osciladores vertical y horizontal son muy distintos entre sí y el análisis de las diferencias es un interesante ejercicio didáctico. El sincronismo vertical se llama “directo” porque el pulso de sincronismo vertical da la orden de comienzo de barrido en forma directa. Si este mismo criterio se aplicara al sincronismo horizontal nos encontraríamos con un sistema altamente inestable en presencia de ruido. Pero, *¿por qué el ruido afecta más a un sincronismo que a otro?* Porque los ruidos industriales y atmosféricos tienen una distribución de frecuencia no uniforme. Existen más ruidos en las frecuencias cercanas al horizontal que al vertical.

Por otro lado, la etapa horizontal cumple más de una función. Además de generar el diente de sierra de barrido, se utiliza como generador de tensiones de fuente. Desde el horizontal se alimentan prácticamente todas las etapas del TV, incluida la alta tensión para el ánodo final del tubo. Por lo tanto, el funcionamiento errático del oscilador no sólo provoca un error de barrido sino que puede traer consecuencias desastrosas por incremento de las tensiones de fuente a otras etapas del TV.

¿Cómo funciona entonces el oscilador horizontal?

Funciona en forma “indirecta” o “volante” y se realiza en base a un VCO (Voltage Controlled Oscilator = Oscilador Controlado por Tensión). El VCO se construye de modo que su frecuencia libre coincide con la frecuencia horizontal (observe el lector la primer diferencia: el oscilador vertical se ajusta a una frecuencia libre menor que la de trabajo). Luego, un sistema independiente compara la fase del oscilador y la de los pulsos de sincronismo, y genera una tensión continua proporcional a esa diferencia de fase. Ahora esta tensión continua se aplica al VCO para que éste cambie la frecuencia achicando el error de fase. Como ve-

mos, el control del VCO se realiza por una tensión continua que admite todas las posibilidades de filtrado y amplificación, con lo cual el sistema se comporta en forma muy versátil.

EL SIMIL MECÁNICO

Para aclarar los conceptos no hay nada mejor que formarse una imagen física de ellos. El oscilador mecánico por excelencia es el péndulo; intuitivamente sabemos que a mayor longitud de hilo y mayor peso le corresponde una menor frecuencia de oscilación. El sistema de sincronismo directo puede asimilarse a un péndulo que oscila a una frecuencia menor que la de sincronismo (figura 6). Antes de que el péndulo termine su ciclo normal, un martillo accionado por el pulso de sincronismo, lo golpea y lo hace retornar antes que llegue al punto muerto superior. Cuando el sistema arranca puede existir un elevado desfasaje entre el movimiento del péndulo y el del martillo; en esa condición el martillo puede accionar sin tocar el péndulo por varios ciclos, pero la diferencia de frecuencias hace que la fase varíe y cambie paulatinamente hasta que, en cierto momento, el martillo toca el péndulo.

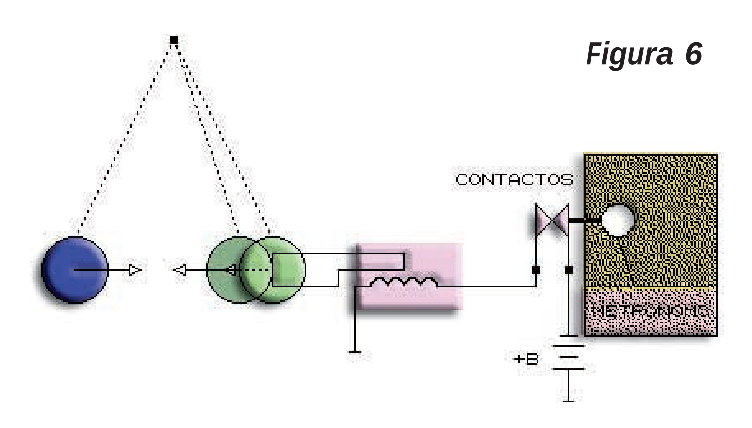


Figura 6

A partir de ese momento el péndulo sincroniza su movimiento con el del martillo. En el circuito electrónico ocurre algo similar con la tensión de disparo y el pulso de sincronismo. En la figura 7 se puede observar cómo el pulso de sincronismo se suma a la tensión de disparo del oscilador cualquiera

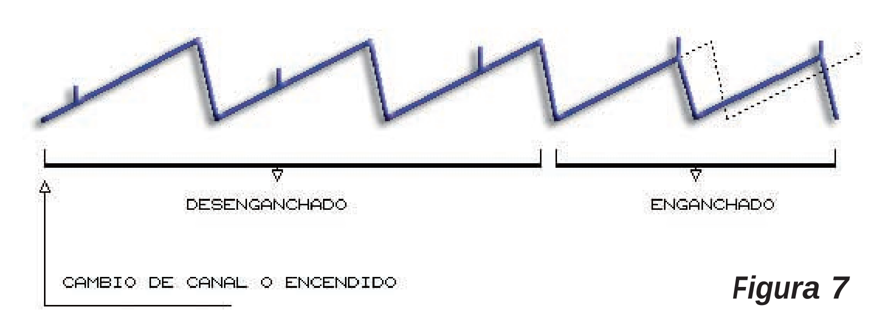


Figura 7

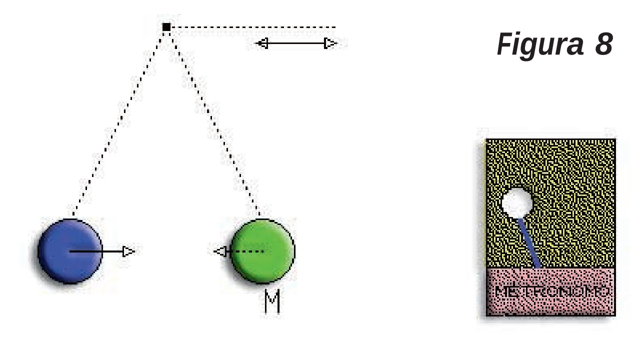


Figura 8

sea su tipo, pero hasta que el pulso de sincronismo no llega a cierta zona de la tensión de disparo, no puede producirse el disparo adelantado. El símil mecánico del sistema de sincronismo indirecto se asemeja al anterior esquema del péndulo pero sin el martillo. En lugar de éste, el hilo está colgado de una roldana y un operador acorta o alarga la longitud del mismo, para conseguir que el péndulo cambie su frecuencia de resonancia (figura 8).

Cuando comienza la oscilación del péndulo, la fase con el metrónomo puede tener un importante error y lo más probable es que inclusive ni la frecuencia del péndulo coincida con la del metrónomo. El operador procede a acortar o alargar la longitud para que ambas frecuencias sean coincidentes y luego, con pequeñas variaciones, busca que el péndulo y el metrónomo se pongan en fase.

Existe una diferencia fundamental entre el funcionamiento de ambos dispositivos. El de sincronismo directo comienza con una frecuencia libre corrida y un instante después cambia bruscamente de frecuencia para pasar al estado enganchado. El de sincronismo indirecto comienza a oscilar con una frecuencia muy cercana a la de sincronismo y al engancharse con ésta cambia lentamente e inclusive puede cruzarse si el operador tira muy bruscamente del hilo (figura 9).

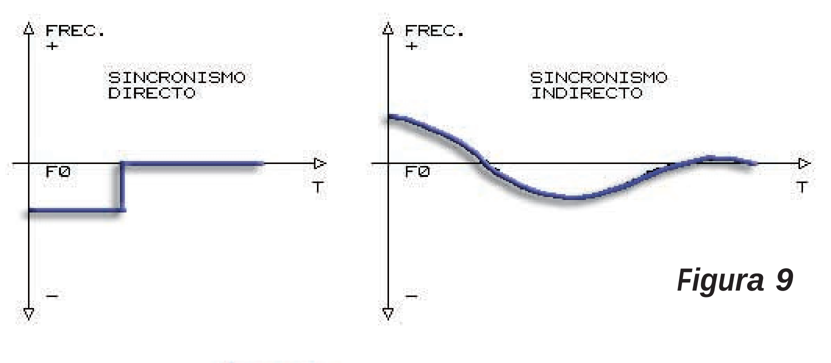


Figura 9

Prestemos atención nuevamente al símil del sistema indirecto. Si nuestro operador es rápido y de carácter nervioso, con toda seguridad el sistema llegará a la condición de fase cero en forma oscilatoria. Pero con un artilugio podemos conseguir que la corrección se vuelva más lenta. Este artilugio consiste en agregar un resorte en

Figura 10

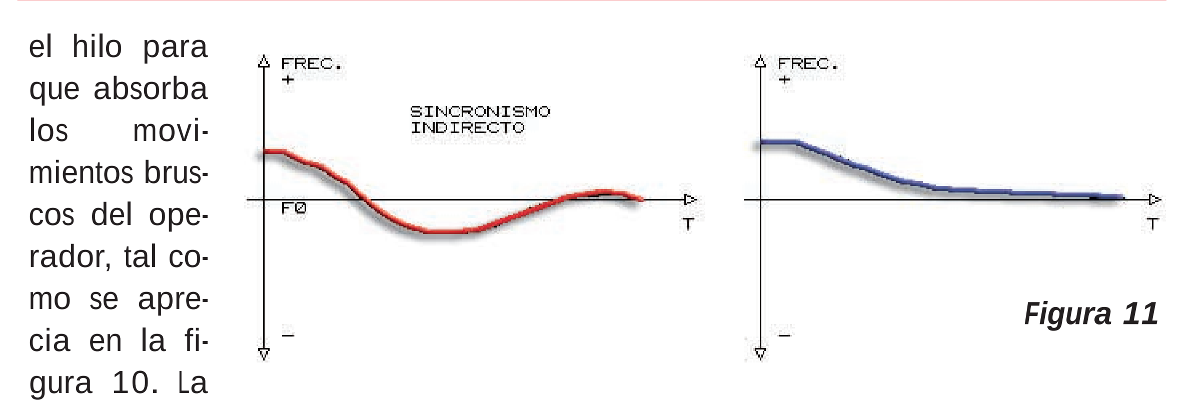


Figura 11

el hilo para que absorba los movimientos bruscos del operador, tal como se aprecia en la figura 10. La corrección se realizará ahora más lentamente, ya que dependerá de la masa del péndulo y el coeficiente de elasticidad del resorte. Es muy probable que, a pesar de todo, el sincronismo se consiga antes, debido a que la curva de búsqueda pierde su característica de oscilante (figura 11)

EL CAFASE Y EL VCO

Ahora estamos en condiciones de estudiar el circuito completo de un CAFase (control automático de fase) y un VCO unidos para formar la base de tiempo horizontal. Primero analizaremos el diagrama en bloques de la figura 12 y luego los diferentes circuitos eléctricos.

El CAFase cumple la función de nuestro operador del símil mecánico. Observa la señal del oscilador (péndulo) y la señal de sincronismo horizontal (metrónomo) y genera una tensión continua (fuerza aplicada al hilo) proporcional al desfasaje. La tensión continua (fuerza) se aplica a través de un resistor (resorte) que carga a un capacitor (masa del péndulo) para evitar que se produzcan cambios bruscos de la tensión de control. El conjunto R1C1 recibe el nombre de filtro antihum (literalmente anti-oscilación) y en realidad es algo más complejo que el indicado. El CAFase recibe, por lo tanto, dos señales alternas y genera una continua proporcional a la fase entre las dos primeras. Estas señales son tan importantes que reciben un nombre espe-

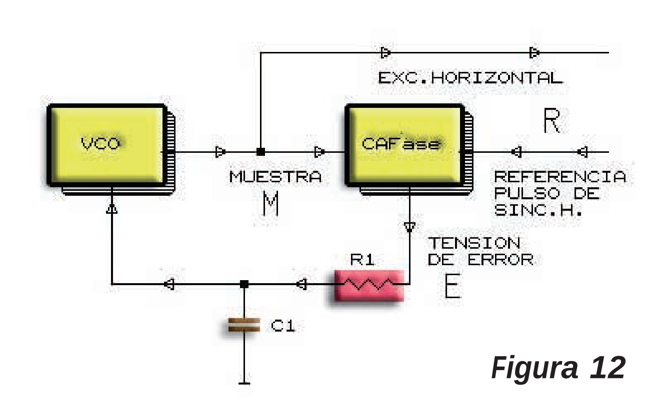


Figura 12

cífico: “muestra”, la producida por el oscilador; “referencia”, la de los pulsos de sincronismo y “V de error”, la tensión continua para el control del VCO. Si el lector conoce algo de técnicas digitales habrá reconocido la disposición presentada con un nombre distinto al indicado. En efecto, un circuito integrado que contiene un CAFase y un VCO se conoce también con el nombre de PLL (Phase Locked Loop = Lazo Enganchado de Fase).

CIRCUITOS DE VCO

Históricamente se puede decir que como VCO se utilizaron todos los circuitos osciladores conocidos hasta la fecha.

Figura 13

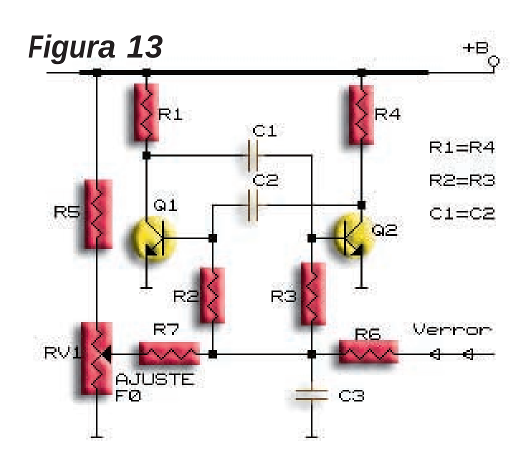
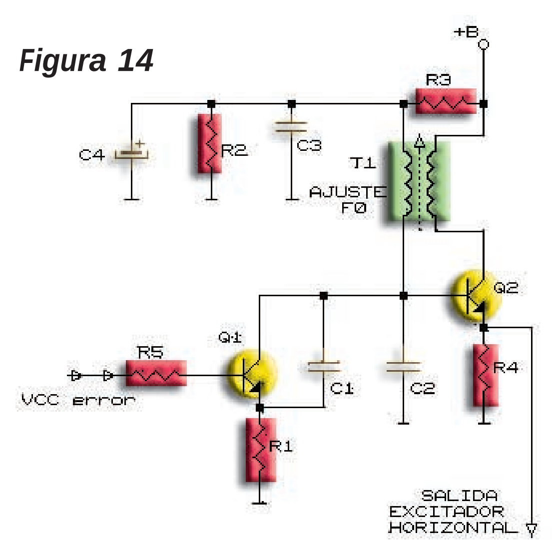


Figura 14



Los primeros que se usaron fueron los RC (figura 13) que no eran más que multivibradores astables, primero a válvulas y luego a transistores.

En este circuito, la frecuencia de oscilación está dada por las constantes de tiempo R2xC2 y R3xC1 y por las características de los transistores (sobre todo la tensión Vbe). Esta dependencia hace que el circuito tenga una variación de la frecuencia con la temperatura y el envejecimiento de los componentes.

Para solucionar el problema de la inestabilidad térmica que exigía un ajuste de la frecuencia libre por parte del usuario, se comenzaron a utilizar circuitos LC generalmente de la variedad Hartley, de los cuales damos un ejemplo en la figura 14.

En realidad, el oscilador está formado sólo por Q2, Q1 se agrega para conseguir el control de frecuencia. El transfor-

mador T1 produce una realimentación positiva que establece la oscilación. La frecuencia de la misma se determina por intermedio de C2 y la inductancia del bobinado de base. Se puede observar que para la CA el capacitor C2 está conectado en paralelo con la inductancia de base ya que C3 es mucho mayor que C2. R2 y R3 operan como polarización de base. El transistor Q1 se comporta como un inductor que varía con la tensión de error del CAFase. Como este inductor está en paralelo con la bobina de base de T1, conseguimos cambiar la frecuencia del oscilador que era el fin buscado por el circuito.

Los circuitos integrados de primera generación hacían uso de generadores RC, pero internamente compensados en temperatura. Por lo general, el circuito integrado poseía una patita donde se conectaba un resistor fijo en serie con un preset y otra donde se conectaba un capacitor que completaba la constante de tiempo, de la forma mostrada en la figura 15.

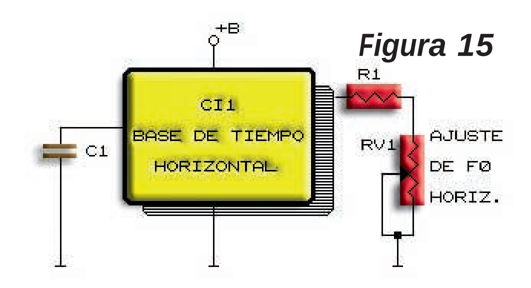


Figura 15

Por lo general, la salida del VCO no es accesible desde el exterior, ya que el mismo circuito integrado contiene el CAFase y la etapa preexcitadora horizontal. El lector notará que el circuito integrado se alimenta desde una fuente llamada +H diferente a la clásica fuente +B por lo general de 12 o de 9V, que alimenta al resto de las etapas. Este hecho no es casual, ocurre que, como dijéramos previamente, la etapa horizontal sirve como fuente de alimentación y la fuente +B se obtiene de ella. Para que el TV arranque es necesario utilizar una fuente que no dependa del horizontal y que se conoce como fuente de arranque +H. Por lo general, esta misma fuente se utiliza para mantener el TV en la condición de espera (STAND BY) y mantiene alimentados el microprocesador y el receptor del control remoto.

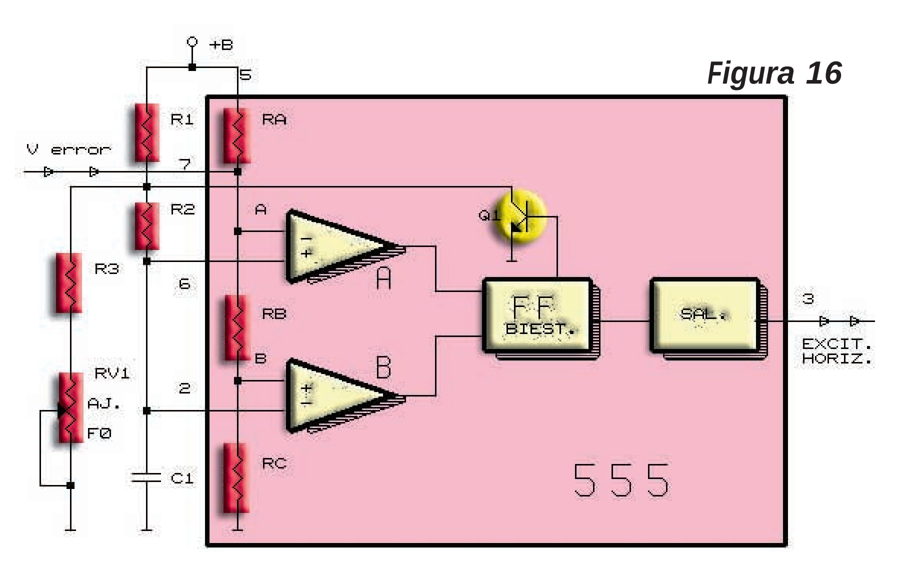


Figura 16

Con respecto al circuito interno (figura 16) podemos decir que, por lo general, el circui-

to es muy similar al utilizado para el oscilador vertical (circuito de comparación y descarga) que, a su vez, es similar al conocido circuito integrado 555 en disposición astable. Con Q1 abierto, el capacitor C1 se carga a través de R1+R2 desde +B (en realidad +H). Cuando la tensión sobre C1 supera la del nodo A (unión de RA con RB), el comparador A cambia bruscamente su salida a valor de fuente y opera el flip flop FF biestable que hace conducir a Q1, y comienza la descarga de C1 por R2. Esta descarga continúa hasta que la tensión del capacitor llega a un valor inferior a la del modo B, momento en que cambia la salida del comparador B, que pasa de masa a fuente, modificando el estado del FF biestable y con ello la de Q1 que se abre e inicia un nuevo ciclo de trabajo. La frecuencia del VCO depende fundamentalmente de R1+R2 y C1, pero también depende de la tensión mínima y máxima de C1 coincidentes con la tensión de los modos A y B. Por lo tanto, cualquier variación en la tensión de los modos provocará un cambio en la frecuencia del VCO que es el efecto buscado.

La salida del circuito se obtiene desde el biestable y es una señal rectangular que, debidamente amplificada por la etapa de salida, está en condiciones de operar la siguiente etapa, llamada “excitadora” o “driver horizontal”.

Note el lector que, a diferencia de la etapa vertical, la señal generada es rectangular y sin forma de rampa.

Funciones de CAFase Horizontal

El CAFase tiene por función comparar la fase del pulso de sincronismo horizontal (referencia) con el pulso de retrazado horizontal (muestra), que se genera en el yugo al ser atravesado por una señal con forma de rampa. A los efectos del análisis del CAFase, podemos asimilar esta tensión a una señal rectangular con un período de actividad del orden del 18%, tal como se puede ver en la figura 17. En realidad, el pulso horizontal debiera

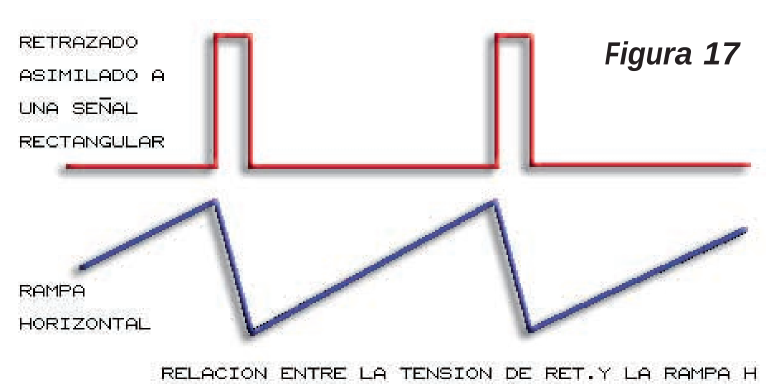


Figura 17

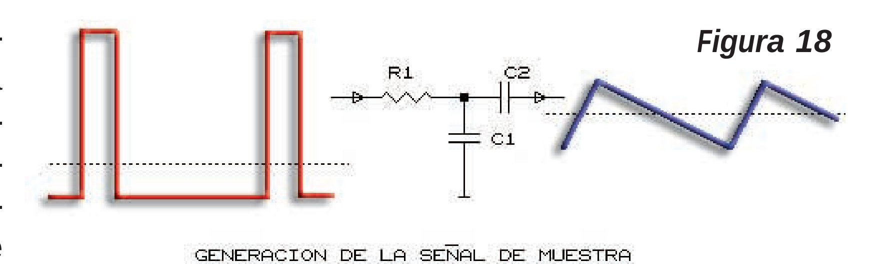


Figura 18

compararse directamente con la rampa de corriente que circula por el yugo, pero no es simple obtener una muestra de la corriente circulante por el yugo, debido a los elevados valores de pico que se manejan (3 ampere aproximadamente). Más simple es generar una señal equivalente a la que circula por el yugo e integra la señal de retrazado horizontal (figura 18). Si ampliamos el sector de retrazado podremos observar que se trata de una recta con una pendiente elevada y con un valor nulo en su parte central (figura 19).

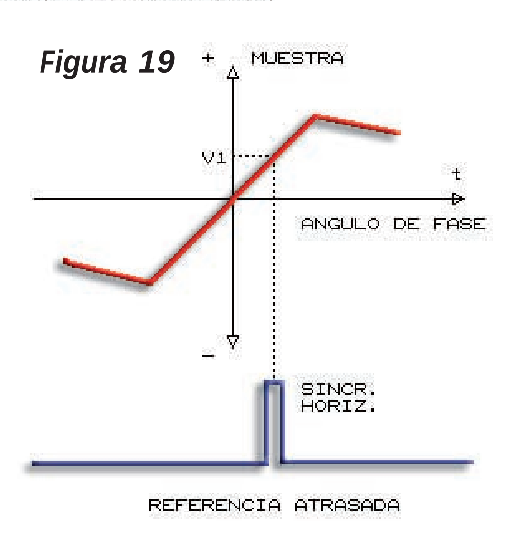
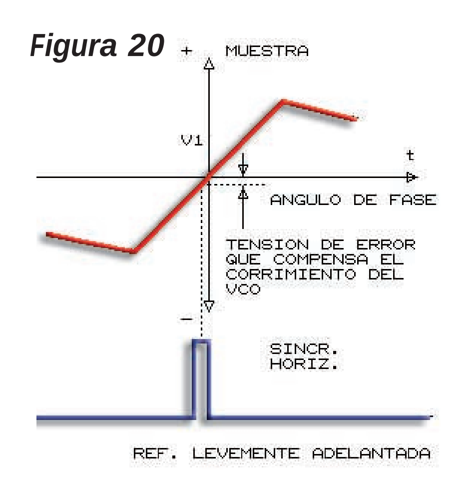


Figura 19

En la figura se representa también el pulso de sincronismo horizontal con desfasaje, para analizar cómo se produce la corrección. Todavía no conocemos el circuito, pero imaginemos por un momento que el mismo entrega una tensión continua igual o proporcional al valor V1, obtenido de la intersección del pulso de sincronismo con la tensión de muestra. En nuestro ejemplo se obtiene una tensión positiva que se aplica al VCO con el fin de reducir su frecuencia o aumentar su período. Es evidente que al aumentar el período, el flanco ascendente de la muestra se atrasa, de modo que el pulso de sincronismo se acerca al cruce por cero de la muestra. Si la corrección no es suficiente, el sistema volverá a entregar una tensión continua de error positiva, de manera que se realice una nueva corrección. Así opera el CAFase por ciclos repetitivos hasta que logra una perfecta corrección de la fase. En ese momento deja de producir la tensión de error y el sistema permanece con error cero, hasta que el usuario cambie de canal o apague y vuelva a encender el TV. En el ejemplo anterior, realizamos una importante simplificación. Consideramos que la frecuencia del VCO estaba justo en su valor correcto. En un caso más general, esto no ocurre; la frecuencia central del VCO con tensión de error cero siempre está levemente corrida, de manera que para mantener la fase correcta en todo momento, el CAFase debe presentar una tensión de error no nula que compense el corrimiento de frecuencia del VCO. Esto, a su vez, implica que el sistema estabiliza su funcionamiento con un error de fase constante que depende de qué tan corrido esté el VCO (figura 20).

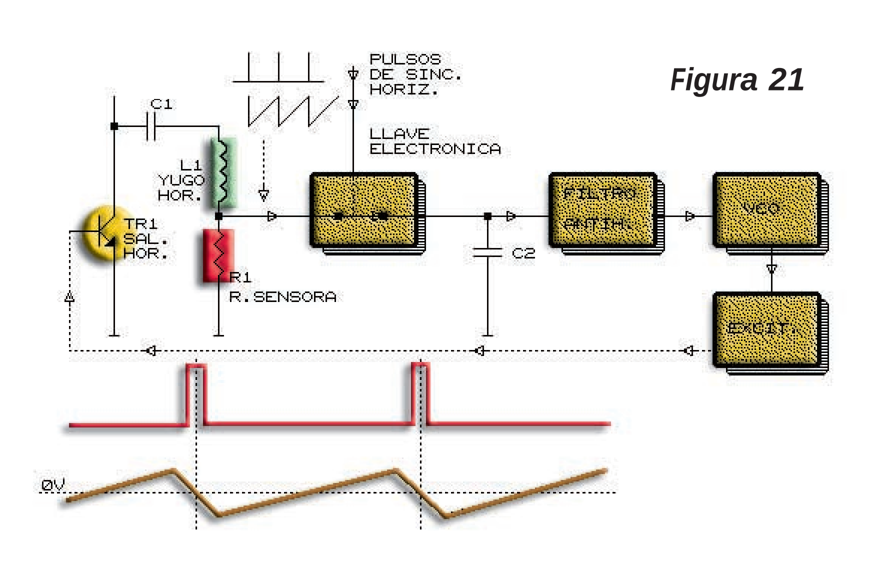


El error de fase constante suele ser lo suficientemente pequeño como para que no exista ninguna manifestación evidente en la pantalla del TV. En realidad, existe una, que se hace evidente si cambiamos la frecuencia del VCO mientras observamos la pantalla; la imagen se mueve de derecha a izquierda y viceversa mientras se corre el ajuste, pero permanece estable si no se mueve el preset de frecuencia horizontal.

PRIMERAS CONCLUSIONES

Un CAFase es, didácticamente tratado, un circuito muy sencillo. El lector lo debe considerar como una llave electrónica comandada por los pulsos de sincronismo horizontal. Con esta llave se toma una muestra del diente de sierra horizontal en el instante en que aparece el pulso de sincronismo (figura 21).

Considere el lector, para comenzar el estudio, que el generador horizontal está perfectamente enganchado con los pulsos de sincronismo. Cuando la llave se cierra durante el pequeño tiempo en que el pulso de sincronismo está alto, el diente de sierra de corriente está pasando justo por cero y la tensión sobre R1 también es cero. Por lo tanto, la tensión de carga de C1 es nula y no existe Verror (el VCO no necesita corrección).



La anterior es la condición ideal. Si por ejemplo, luego de un tiempo de funcionamiento aumenta la temperatura ambiente, puede ocurrir que

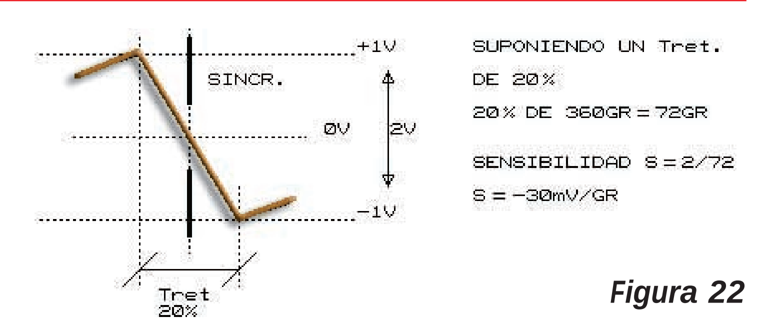


Figura 22

el VCO cambie de frecuencia. Los pulsos de sincronismo perderían la fase con respecto a la corriente en diente de sierra; la llave se cerraría, por ejemplo, cuando el diente de sierra tiene un valor no nulo y entonces C1 se carga con una tensión que depende del error de fase. Esta tensión prácticamente continua se aplica al VCO a través del filtro y se corrige la frecuencia en un sistema de control por lazo cerrado.

Mientras la corrección sea pequeña (alrrededor del cero del diente de sierra) se puede determinar fácilmente un factor de sensibilidad que involucra el valor de la tensión de error en función del desfasaje y que se llama sensibilidad del CAFase (figura 22). De este factor S nos interesa no sólo el valor sino el signo; en efecto, el signo nos indica que estamos en la zona de corrección de fase y el valor nos indica la magnitud de la conexión. Mientras el pulso de sincronismo aparezca durante el retrazado horizontal, la tensión sobre C1 tiende a corregir el error de fase porque “S” tiene el signo correcto.

Si cambiamos de canal, es muy probable que el pulso de sincronismo caiga en la zona de trazado y más aún, en general el VCO estará fuera de frecuencia y tendremos el caso más general donde el pulso de sincronismo se está desplazando con respecto al diente de sierra (esta corrección se llama con deslizamiento). Cuando el pulso de sincronismo se encuentre en la zona de trazado, el factor S tiene un valor distinto al calculado con anterioridad (figura 23).

La tensión sobre C1 tiende a alejar la frecuencia del VCO con respecto al sincronismo dado el signo de Sd. Sin embargo, unos instantes después, el VCO se engancha debido a que la sensibilidad del sistema es menor durante el trazado (7,5mV/GR) que durante el retrazado (-30 mV/GR). Es decir que cuando existe deslizamiento el sistema tiende a desenganchar aún más al VCO en ciertos instantes, pero en otros tiende a enganchar y entonces gana esta última condición y se produce el enganche.

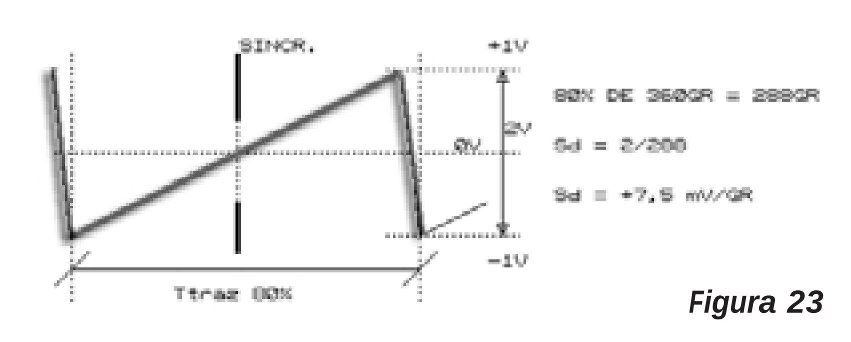


Figura 23

CIRCUITOS COMERCIALES DE CAFase

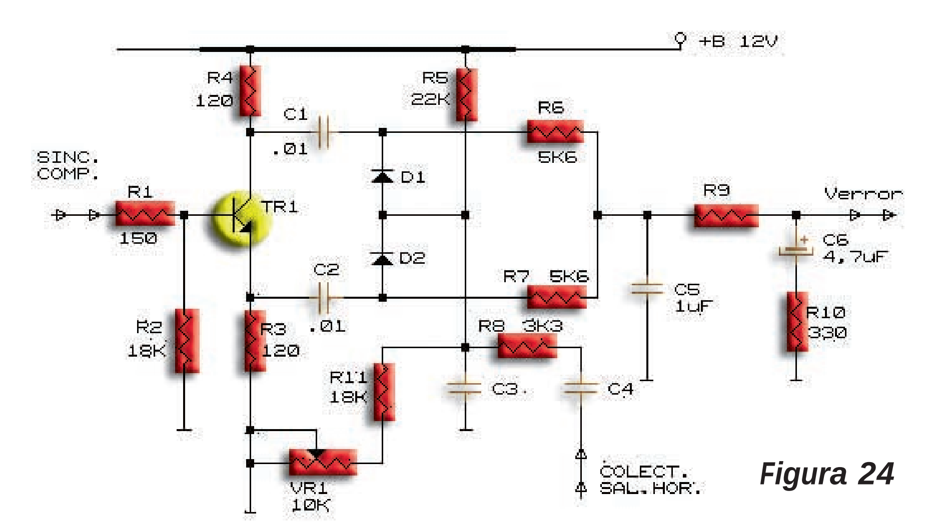


Figura 24

Pueden existir una gran cantidad de circuitos en función del elemento usado como llave. En los primeros circuitos de CAFase utilizados comercialmente se usaba como llave a diodos semiconductores como los mostrados en la figura 24.

Figura 25

VCTR1
VETR1
C1
C2
VE
VC

PULSOS EN EL TRANSISTOR Y LUEGO DE LOS CAPACITORES

Los pulsos de sincronismo hacen saturar a TR1. Como los resistores de emisor y colector de TR1 son iguales, los pulsos en dichos electrodos tendrán la misma amplitud (la mitad del +B) y polaridad invertida (figura 25). Filtrada la componente continua de colector y emisor con C1 y C2 y si suponemos que la unión de los diodos está a potencial de masa, los diodos D1 y D2 conducen por igual y los capacitores adquieren la misma carga (figura 26).

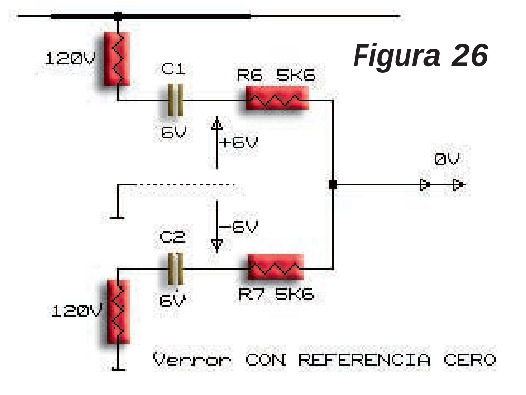


Figura 26

Luego, cuando termina el pulso de sincronismo los capacitores quedan conectados a fuente y a masa por resistores de bajo valor (120 ohm), de manera

que en la unión de C1 R6 nos queda un potencial de +6V y en la unión de C2 R7 un potencial de -6 V. Como R6 y R7 tienen el mismo valor en su unión nos queda un potencial de 0V.

En realidad, en la unión de los diodos no se utiliza un potencial de 0V, sino una tensión continua provista por un divisor ajustable que opera como control de frecuencia horizontal y un diente de sierra, cuya función será explicada posteriormente y que, por el momento, podemos ignorar. Considerando el divisor ajustable, los diodos se unen a un potencial de, por ejemplo +5V, por lo tanto, cuando llega el pulso de sincronismo los capacitores se cargan al potencial indicado en la figura 27.

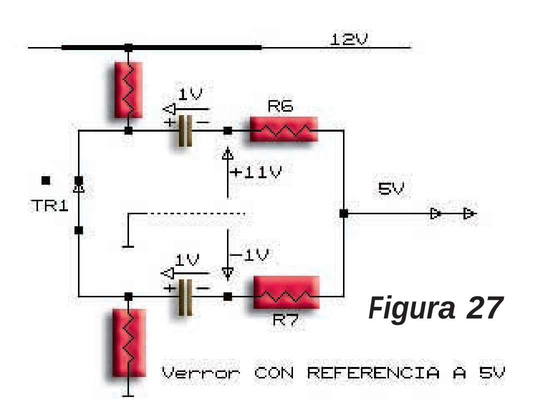


Figura 27

Luego, cuando termina el pulso de sincronismo, el potencial resultante en la unión de R6 y R7 será de 5V (o el valor al cual se ajusta el control de frecuencia horizontal).

Nos falta aún considerar cómo funciona el circuito en presencia del diente de sierra que opera como muestra. Como observamos hasta ahora, en la unión de R6 y R7 se repite la tensión existente en la unión de los diodos en el momento en que llega el pulso de sincronismo horizontal. Si analizamos el circuito generador de la tensión de muestra, observamos que se trata de un circuito integrado, de manera que C3 se carga por R8 en presencia del llamado pulso de retrazado horizontal. Como todavía no estudiamos la etapa de salida horizontal, adelantaremos aquí que sobre el yugo se produce un pulso de tensión que podemos asimilar a una onda rectangular con un período de actividad de aproximadamente 20%. En la figura 28 podemos observar cómo se genera sobre C3 un diente de sierra de tensión que simula a la corriente que circula por el yugo. C4 opera filtrando la componente continua de la tensión de retrazado para evitar que ésta polarice la unión de los diodos.

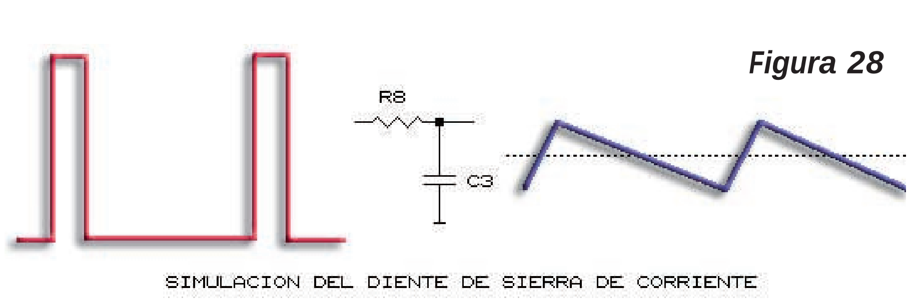


Figura 28

Dada la elevada tensión de retrazado podemos considerar que C3 se car-

ga a corriente constante y por ello se genera una forma en diente de sierra sobre C3. Los valores de R8 C3 se eligen para que sobre éste último se genere una tensión alterna de algunos voltios.

La tensión de retrazado en los modernos TV color tiene valores del orden de los 1200V. Por ese motivo el resistor R8 suele ser una serie de varios resistores o un resistor especial para alta tensión. Ahora podemos decir que la tensión en la unión de los diodos D1 y D2 está compuesta por una tensión continua proveniente del control de frecuencia horizontal y de un diente de sierra, que es una muestra de la corriente por el yugo. Cuando llega el pulso de sincronismo, el circuito lee la tensión instantánea existente en ese preciso momento y genera una tensión de corrección en función de la fase existente entre la muestra (diente de sierra por el yugo) y la referencia (pulso de sincronismo horizontal).

EL FILTRO ANTIHUM

Todos los circuitos que funcionan como un lazo enganchado de fase requieren un filtro entre el detector de fase y el VCO para garantizar que el VCO ajuste su frecuencia con suavidad para evitar una búsqueda de fase oscilatoria. En TV este filtro tiene un nombre propio: el filtro ANTIHUM.

El filtro antihum sirve para varias cosas a la vez y su diseño es un compromiso entre diferentes factores. En condiciones de mala recepción (nieve en la imagen) el pulso de sincronismo presenta variaciones de fase debido a que el ruido puede sumarse al flanco anterior o posterior del pulso. En estas condiciones sería conveniente un filtro de gran atenuación a las altas frecuencias del ruido (alta constante de tiempo), porque en caso contrario, la imagen presenta un deshilachado característico como el mostrado en la figura 29.

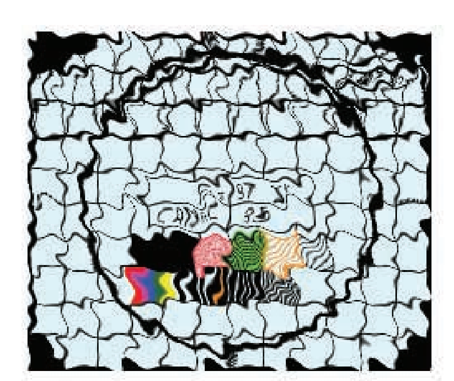


Figura 29

Cuando cambiamos de canal requerimos que el sistema de CAFase opere rápidamente para que no se observe una imagen desenganchada momentáneamente.

En este caso necesitamos un filtro con baja constante de tiempo, pero no tan baja que se pro-

duzca una búsqueda oscilatoria. Cuando recibimos señal de un videograbador (sobre todo si las cabezas no están exactamente a 180° entre sí) se produce un fenómeno característico que consiste en una vibración en la parte superior de la pantalla que se llama FLICKER (literalmente, movimiento de los flecos de un barrilete, figura 30). Esta falla se debe a una modulación de fase de los pulsos de sincronismo horizontal que ocurren a ritmo de un campo vertical (los pulsos de un campo están adelantados o atrasados con respecto al otro). Este error de fase ocurre, por lo tanto, a un ritmo de 20 mS y requiere un filtro de baja constante de tiempo.

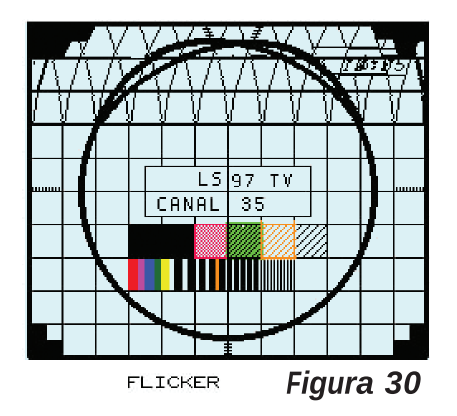


Figura 30

La estructura circuital de filtro es, por todas estas consideraciones, más complicada que un simple filtro RC. Por lo general se utiliza un filtro como el que se indica en la figura 31. La resistencia interna Rg del detector de fase y C1 se ocupan de reducir el deshilachado de la imagen; C2 y R1 junto con Rg manejan el funcionamiento con deslizamiento y cuando se usa un videograbador y, por último, Rg y la resistencia de entrada del VCO indicada como RL controla el funcionamiento para fluctuaciones de muy baja frecuencia (como, por ejemplo, la deriva térmica del VCO).

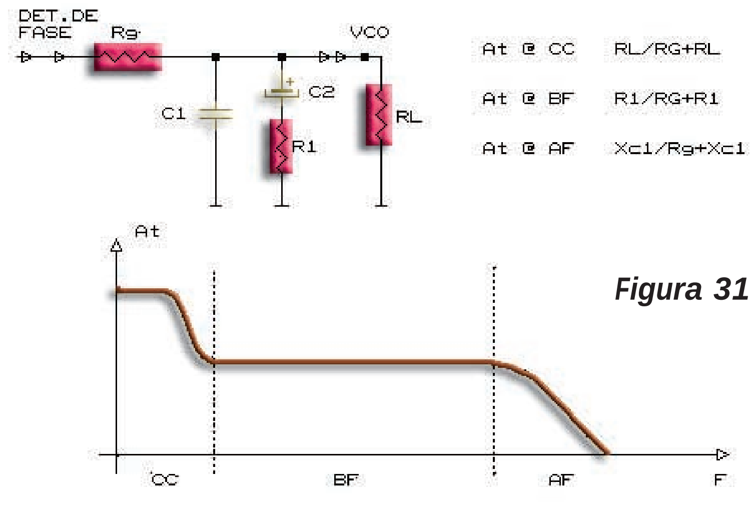


Figura 31

EL CAFASE INTEGRADO

La estructura del circuito de un CAFase integrado, sigue los lineamientos generales descriptos en la introducción pero presenta variantes destinadas a mejorar el funcionamiento o a permitir una más sencilla integración. Por ejemplo, si

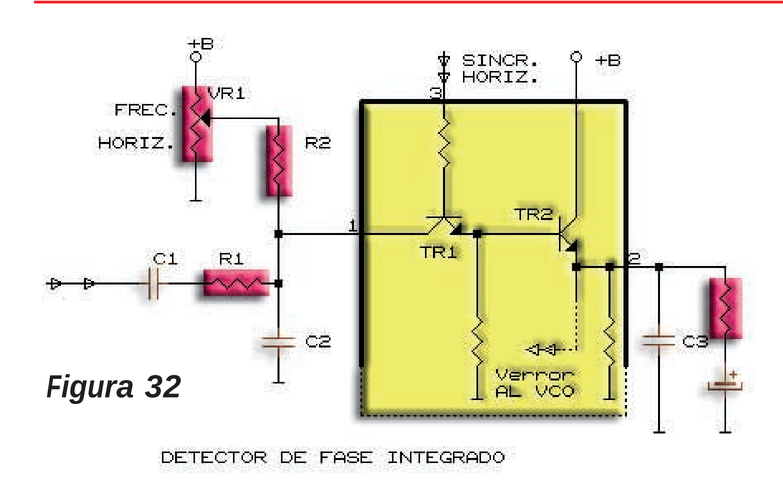


Figura 32

pretendiéramos integrar el circuito de la figura 24 tendríamos que utilizar componentes externos en C1 y C2. En la figura 32 se puede observar un circuito que, cumpliendo el mismo objetivo, utiliza menos componentes y, por lo tanto, es más fácil de integrar. Cuando llegan los pulsos de sincronismo horizontal por la pata 3, TR1 conduce y, por un breve intervalo de tiempo, carga el capacitor C3 con la tensión existente sobre C2 en ese preciso instante. El transistor TR2 funciona en disposición emisor común sólo para adaptar las impedancias. Con esta disposición o alguna similar no necesitamos los capacitores C1 y C2 de la figura 24.

Desde el punto de vista de la disposición externa es imposible separar el funcionamiento del detector de fase y el VCO, por lo tanto, como ejemplo de circuito integrado vamos a analizar el circuito completo del TDA 2590 que incluye además una sección separadora de sincronismos (figura 33).

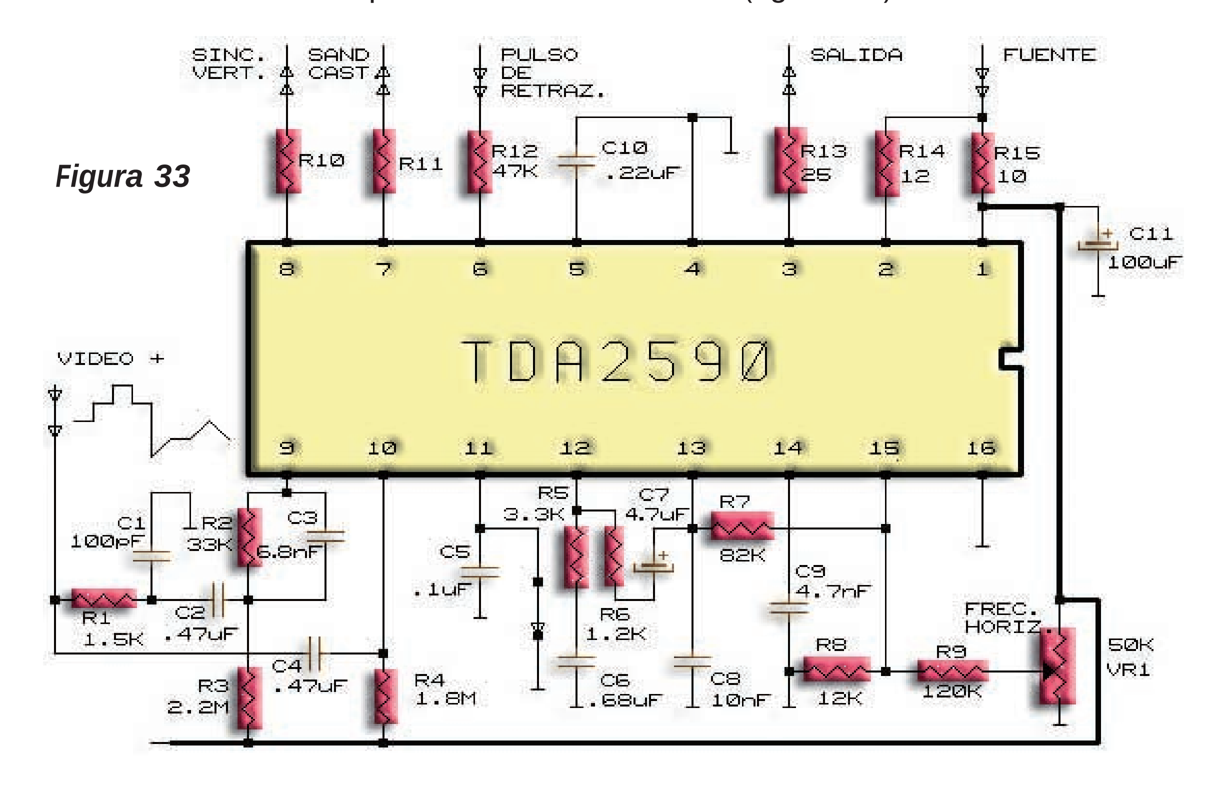


Figura 33

La señal de video con polarización positiva (sincronismos hacia positivo) ingresa desde el procesador de luminancia y se destina a dos etapas de entrada: el separador de sincronismos y un cancelador de ruido. Ambas etapas funcionan en combinación. R3C2 y R2C3 conforman la red de doble constante de tiempo de un recortador de sincronismo clásico (apenas se agregan C1 y R1, que filtran las frecuencias superiores a 500kHz, para mejorar el funcionamiento en presencia de ruido blanco). Cuando ingresa un ruido impulsivo que supera el nivel de los pulsos de sincronismo, opera la etapa canceladora de ruido acoplada directamente por C4 y corta la salida del separador de sincronismos. La salida del recortador contiene los pulsos H y V. Una etapa que opera por duración de los pulsos reconoce la presencia de un pulso vertical y emite un pulso positivo, de igual duración que el pulso de sincronismo, por la pata 8 con destino a la base de tiempo vertical (figura 34).

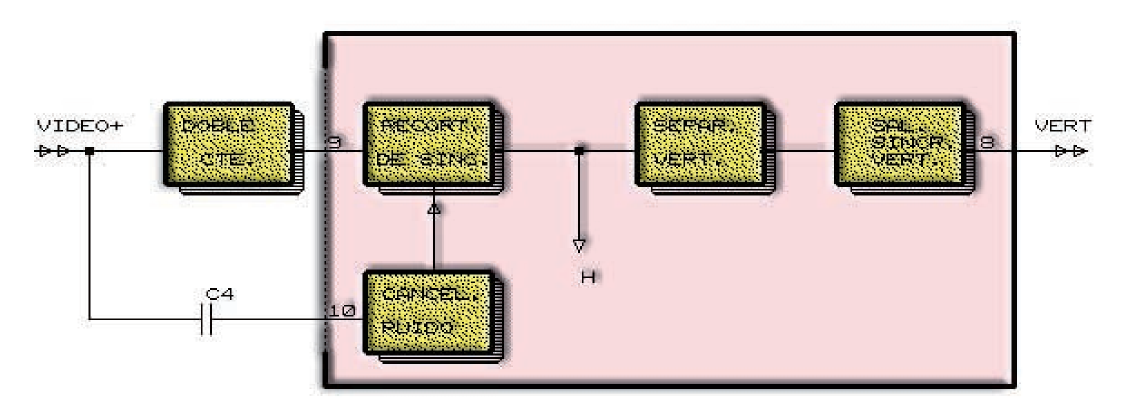


Figura 34

Los pulsos H se envían a dos etapas: un detector de fase y un detector de coincidencia. El detector de fase compara la fase de los pulsos de sincronismo con la salida del VCO. Observe el lector que éste es uno de los cambios más importantes que tiene esta etapa con respecto al dispositivo básico, donde la fase se comparaba directamente con la etapa de salida horizontal. En los integrados modernos existe un doble lazo enganchado de fase: un primer comparador sincroniza los pulsos de sincronismo con el VCO y un segundo lazo corrige la fase de los pulsos de excitación (salida de la etapa) comparando la salida del VCO con el pulso de retrazado. Este procedimiento favorece el diseño del filtro antihum, al no tener que considerar las rápidas fluctuaciones de fase del pulso de retrazado cuando cambia el brillo medio de la imagen (recuerde el lector que la etapa de salida horizontal también genera la alta tensión del tubo y, en escenas claras, el tubo consume más que en escenas oscuras, figura 35).

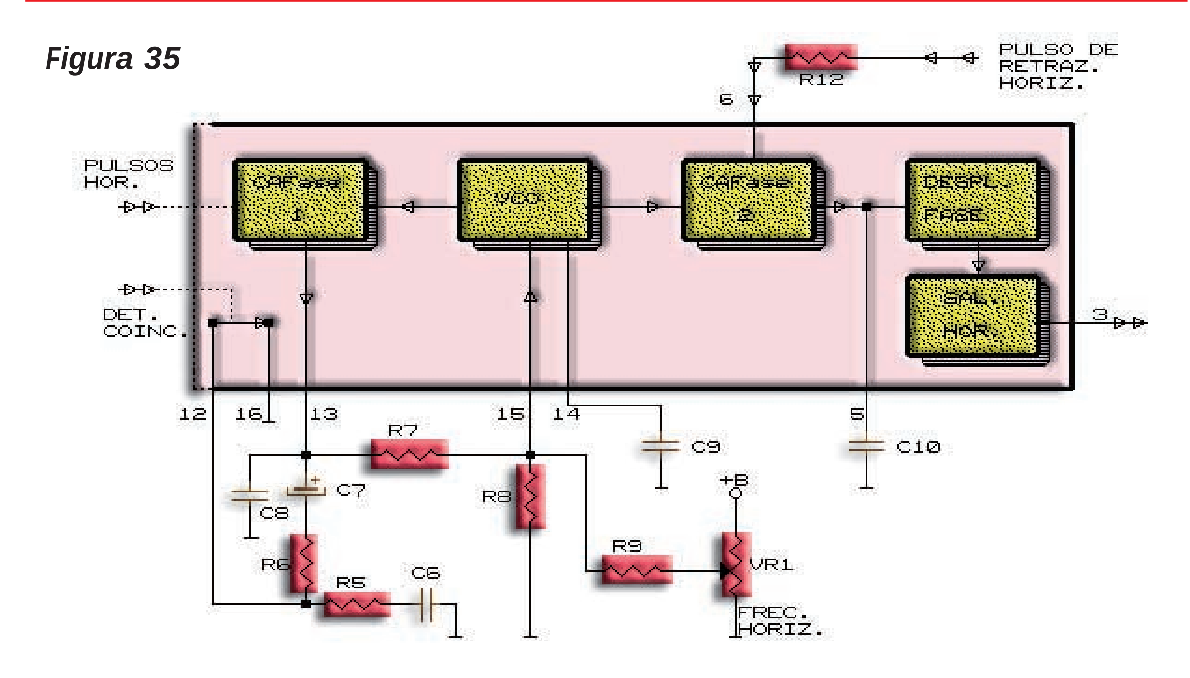


Figura 35

El VCO oscila a una frecuencia determinada por R8 y C9 que además se ajusta por intermedio de VR1. El CAFase 1 compara los pulsos H con una muestra del VCO y genera una tensión de error que sale por la pata 13 e ingresa por la 15 a través de R7 para controlar al VCO. En la misma pata de control se introduce una tensión continua proveniente de un preset que ajusta la frecuencia horizontal. El filtro antihum parece más complejo que lo habitual pero no lo es. Lo que ocurre es que la sección RC es doble y se conmuta con una llave electrónica interior al integrado. El lector puede observar que para el funcionamiento normal en que la llave está cerrada, la red R5 C6 queda anulada y el sistema tiene una alta constante de tiempo (C7 R6). Cuando el sistema funciona con deslizamiento, la llave se abre y la constante de tiempo se reduce para favorecer el reenganche del oscilador; lo mismo ocurre cuando se usa un videograbador. Un detector de coincidencia o detector de enganche es un comparador de fase

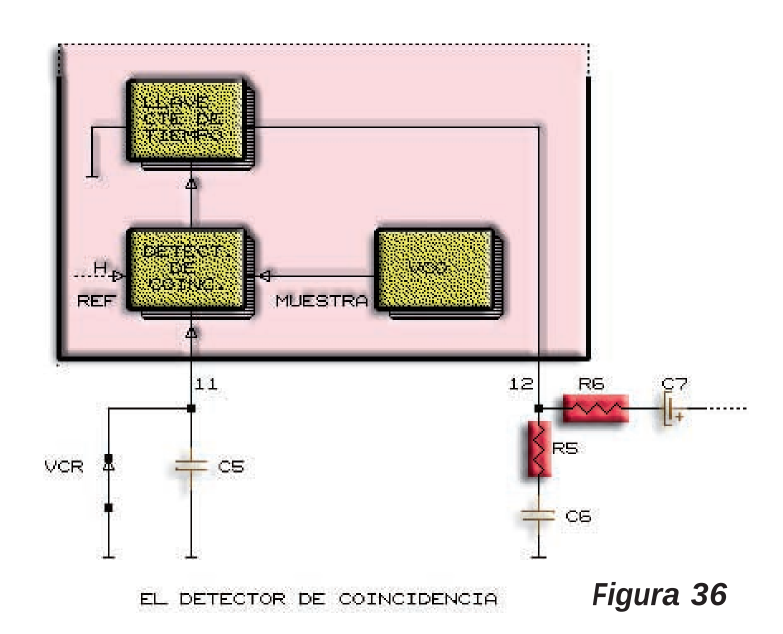


Figura 36

que indica si las fases de las señales están fijas o si existe deslizamiento. Su circuito es el mismo que el de un CAFase, sólo que su salida no corrige un VCO sino que sirve para detectar si las señales de muestra y referencia están o no en fase (figura 36).

Si la muestra y la referencia no están en fase la salida del detector es cero y la llave de constante de tiempo está abierta. Cuando se ponen en fase, la llave se cierra dando lugar a un importante incremento de constante de tiempo del filtro antihum. La llave VCR se opera cuando se reciben señales de una videocasetera y fija la condición de la llave a condición abierta permanentemente. C5 opera como un retardo del detector para que éste opere recién después de un intervalo en que la condición con deslizamiento se presenta.

Hasta ahora sólo conseguimos que el VCO tenga una adecuada relación de fase con los pulsos de sincronismo en cualquier condición de señal y que si se pierde la fase sea recuperada rápidamente.

A continuación veremos qué se hace con la señal del VCO antes de aplicarla al funcionamiento de la etapa de salida.

El VCO genera en realidad dos salidas, una se dirige a la sección final de barrido horizontal y otra al procesador de video y color. Esta última tiene un pulso llamado SAND CASTLE (literalmente: castillo de arena) que hace alusión a su forma (figura 37). Se puede observar que este pulso tiene dos estados de tensión alta durante el período de retrazado y un estado de tensión baja durante el trazado. El procesador de CROMA y LUMA utiliza el estado de tensión media V1 para producir el borrado horizontal y la tensión alta V2 para separar el pulso de burst y enclavar el nivel de negro. La otra salida del VCO es la que se procesa para excitar la etapa de salida.

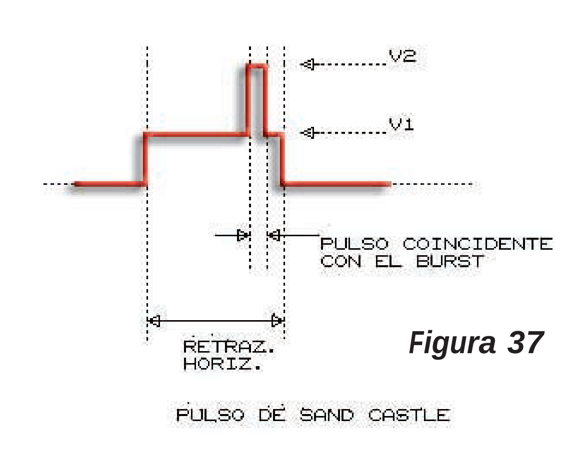
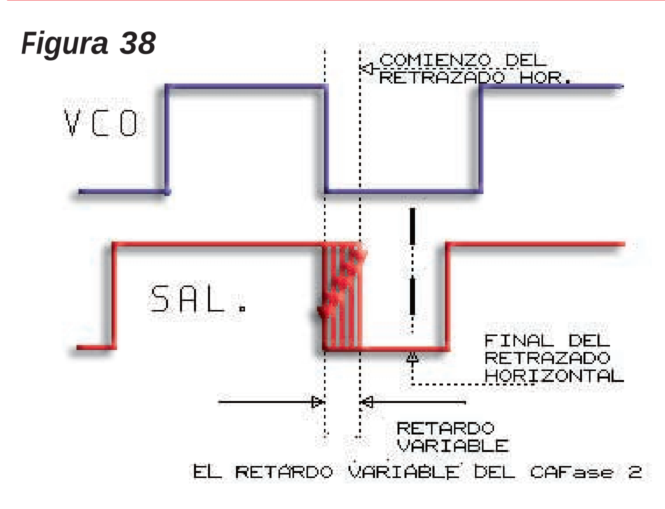


Figura 37

Para explicar su funcionamiento conviene primero saber cómo es la forma de señal de salida y qué funciones cumple cada parte de ella, a pesar de que todavía no conocemos el funcionamiento de la etapa de salida (figura 38).

El flanco decreciente de la salida es el más importante porque fija el comienzo del retrazado horizontal.

Figura 38

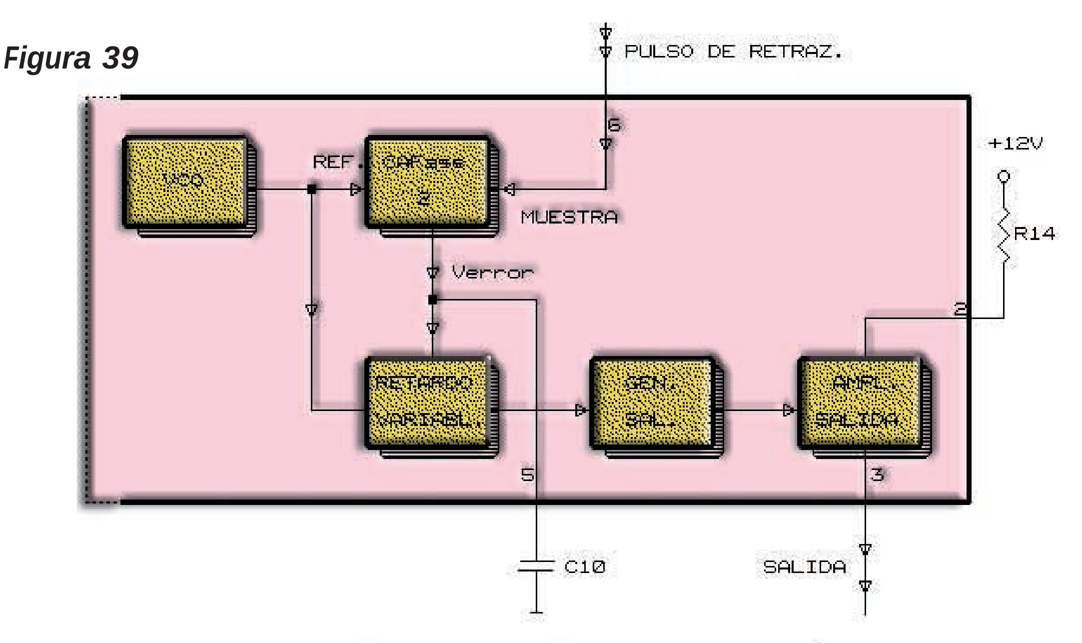


Entre este flanco y el flanco decreciente del VCO existe un retardo variable que está determinado por el CAFase 2 (vea el circuito de la figura 39)

El CAFase 2 recibe como muestra la tensión de retrazado horizontal y como referencia la salida del VCO. De acuerdo a la fase entre ambas señales se genera una tensión continua de error que se filtra externamente con el capacitor C10. La tensión continua de error modifica el retardo entre la salida del VCO y el generador de la señal de salida que fija el tiempo de actividad. Por último, la señal se procesa en un amplificador de potencia que tiene a R14 como alimentación y sale por la pata 3.

Con esto ya tenemos un panorama claro de la etapa generadora de base de tiempo horizontal y el CAFase horizontal en sus versiones discreta e integrada. Pero en los TVs de última generación se utiliza un criterio totalmente diferente que merecerá ser tratado con detalle más adelante. Recordamos que los cuestionarios correspondientes a este capítulo y al anterior, los daremos al finalizar, con la explicación de estos temas, dado que el lector necesita contar con datos completos para tener un panorama global sobre el tema.

Figura 39



LOS OSCILADORES HORIZONTAL Y VERTICAL

INTRODUCCIÓN

La estabilidad de frecuencia una etapa osciladora horizontal es el parámetro fundamental de la misma. Si dicha estabilidad es muy grande el diseño del CAFase se simplifica y el resultado final es una imagen totalmente estable aun con señales de antena muy escasas.

En efecto cuando el oscilador horizontal tiene baja estabilidad de frecuencia el CAFase debe corregir un amplio rango y, por lo tanto, debe tener un rango de sostén elevado que no es difícil de conseguir cuando las señales de antena son buenas. En cambio cuando las señales son escasas el circuito de CAFase, diseñado con alta ganancia de lazo cerrado, tendrá tendencia a sobrecorregir y la imagen tendrá distorsiones del tipo deshilachado o del tipo viboreo si se coloca un filtro antihum de elevado valor (vea las imágenes de la figura 40).



Figura 40

Los osciladores horizontales de equipos de la generación anterior funcionaban en base a un circuito RC que dista mucho de ser estable. Estos componentes son influenciados por la temperatura y por el uso, de manera tal que se los debe elegir especialmente estables y precisos. Pero la precisión en resistores y capacitores es una característica muy cara en la electrónica actual, por eso los diseñadores de circuitos integrados buscaron algún sistema barato y preciso y lo encontraron en un componente muy de actualidad llamado filtro cerámico. Ocurre que los receptores de radio desde hace una buena cantidad de años dejaron de usar bobinas en prácticamente todas la posiciones de FI y las reemplazaron por filtros

cerámicos que son mucho más baratos y seguros, además de no requerir ajuste. En algún momento, algún diseñador avezado se dio cuenta de que el precio de un filtro cerámico y de un divisor por 32 era inferior al precio de un resistor y un capacitor de precisión y nacieron los nuevos circuitos integrados osciladores de 32 FH.

Un poco después, a algún fabricante se le ocurrió que, si usa un contador para generar la frecuencia horizontal, también se puede seguir dividiendo hasta llegar a la frecuencia vertical y entonces cumplir el sueño de construir un oscilador vertical con estabilidad de filtro cerámico, que prácticamente no utiliza los pulsos de sincronismo vertical nada más que una sola vez, cuando se cambia de canal o cuando se enciende el TV. La etapa horizontal por conteo no difiere de la etapa básica más que en detalles del tipo tecnológico. Los principios básicos son los mismos y, por lo tanto, no los repetiremos aquí; remitimos al lector a la anterior entrega, en caso de no tener suficientemente claros dichos principios.

Con referencia al generador vertical por conteo, referimos al lector al capítulo donde tratamos los conceptos básicos del barrido entrelazado para refrescar sus conocimientos.

Recordaremos que las frecuencias de barrido horizontal y vertical se obtienen en la emisora al partir de un mismo generador y realizar un adecuado conteo. Por lo tanto no resulta extraño que en los televisores más modernos se obtenga el llamado pulso de disparo vertical por intermedio de un contador que cuente pulsos horizontales. Por supuesto que aun así se necesitan los pulsos verticales transmitidos por la emisora para ubicar el comienzo del barrido sobre la pantalla, pero como veremos más adelante una vez ubicado el principio de barrido el pulso de sincronismo vertical deja de ser necesario y puede prescindirse de él hasta que el usuario cambie de canal o se produce un corte en la emision.

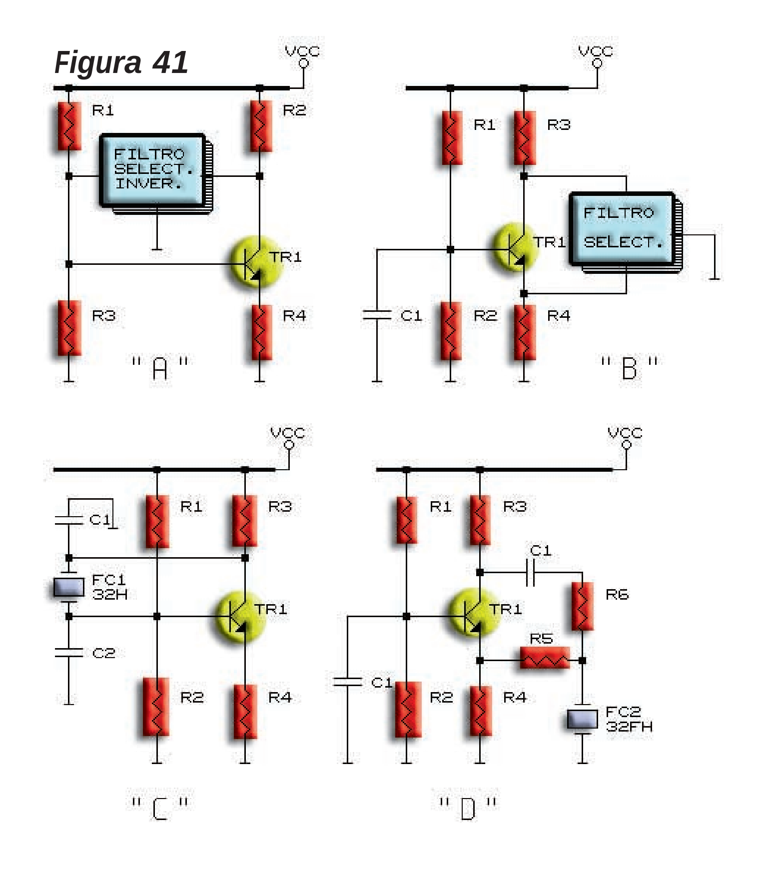
EL FILTRO CERÁMICO

Un filtro cerámico es, visto como una caja negra, similar a un cristal. Aunque si principio de funcionamiento es distinto, exteriormente ambos componentes se comportan de modo similar: como un circuito resonante paralelo de elevada estabilidad y frecuencia fija ajustable sólo por el fabricante al elegir sus parámetros en el momento de construirlo. En principio la mayor diferencia se encuentra

en la estabilidad; en efecto un filtro cerámico no tiene tanta estabilidad como un cristal pero es mucho más estable que un RC. Como ventaja podemos decir que un filtro cerámico cubre frecuencias tan bajas como 100kHz cosa prohibida para un cristal ya que tendría un tamaño tan grande que su costo sería muy elevado. Los filtros cerámicos usados en el oscilador horizontal son componentes de dos patas que presentan una impedancia muy elevada a la frecuencia de trabajo. En otros usos se encuentran filtros cerámicos de tres patas que operan como un filtro en T pero nosotros limitaremos nuestro estudio a los filtros de resonancia paralelo. Para el reparador el principio de funcionamiento del filtro cerámico no tiene mayor importancia. si Ud conoce como es un oscilador a cristal ya conoce como funciona un oscilador a filtro cerámico ya que los circuitos son similares. Por lo tanto, daremos apenas un pantallazo para refrescar el conocimiento de los osciladores a cristal y a filtro cerámico.

LOS OSCILADORES A CRISTAL Y A FILTRO CERÁMICO

Un oscilador no es más que un amplificador y una fuerte realimentación positiva desde la salida a la entrada. Si la red de realimentación tiene características selectivas en frecuencia, la oscilación se establecerá a aquella frecuencia en que la red tiene un máximo de realimentación. Como ejemplo vamos a considerar dos osciladores clásicos, el de realimentación colector base y el de colector emisor que mostramos en la figura 41.

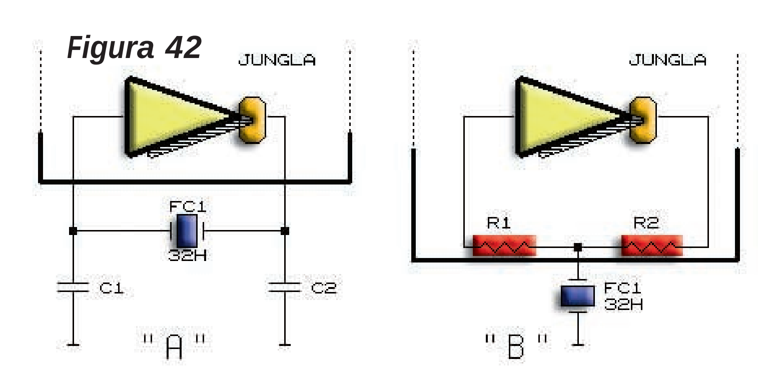


El circuito "A" funcionaria como un amplificador con una ganancia determi-

nada por la relación R2/R4, si no fuera por la red de realimentación que se comporta como una red selectiva que realimenta la salida a la entrada y además produce una inversión de 180 grados. Cuando se conecta la fuente de alimentación se produce un impulso abrupto en el colector; este impulso tiene componentes de todas las frecuencia y entre ellas de la frecuencia del filtro, que son acopladas a la base e invertidas de fase de manera tal que los semiciclos positivos en colector se transforman en semiciclos negativos en la base. Esta señal en la base es amplificada por el transistor de forma tal que refuerzan la amplitud de la componente de colector original. Finalmente el circuito termina oscilando a la frecuencia del filtro colector base.

Para que el circuito oscile se debe cumplir la llamada condición de Varhaussen que simplemente dice que el producto de la ganancia por la atenuación del filtro debe ser mayor a uno. Como no es fácil construir un filtro con características inversoras de fase se puede recurrir al circuito "B" que no requiere de esta característica por estar realimentado entre el colector y el emisor, que son dos electrodos que se mueven en fase.

Entrando de lleno en los osciladores a filtro cerámico explicaremos el funcionamiento del circuito "C". Allí la red inversora está construida por un filtro cerámico y los capacitores C1 y C2. El capacitor C1 junto con el resistor R3 producen un desfasaje de 90 grados. Por otro lado a la frecuencia de resonancia del filtro, éste se comporta como un resistor de elevado valor que junto con el capacitor C2 produce otro desfasaje de 90 grados. Ambos desfasajes sumados producen el desfasaje final deseado de 180 grados que necesitamos para el funcionamiento del oscilador. El funcionamiento del oscilador "D" se basa en realimentar con dos resistores entre el colector y la base; en la unión de ambos resistores se conecta el filtro cerámico a masa que presenta baja impedancia a todas las frecuencias salvo a la frecuencia del filtro cerámico, en donde presenta alta impedancia y por lo tanto máxima realimentación.



En realidad los circuitos integrados utilizan internamente amplificadores inversores que son fáciles de integrar; en este caso los circuitos que se utilizan se muestran en la figura 42. En "A" se observa una disposición que requiere dos patas

del circuito integrado en tanto que en “B” se presenta una disposición que sólo requiere una pata, éste último será el preferido por razones de economía.

Elegido el tipo de oscilador nos queda por elegir la frecuencia. En principio aclaremos que el oscilador se combinara con un contador para obtener la frecuencia horizontal correspondiente a los sistemas PAL y NTSC (15.625 y 15.750Hz respectivamente) debido a la imposibilidad práctica de construir filtros cerámicos de frecuencias tan bajas. Por lo tanto, la frecuencia no puede ser elegida al azar, sino en valores armónicos de la frecuencia horizontal para que el contador cuente por un número entero. De estudios económicos y de factibilidad se dedujo que las frecuencias más convenientes están en el orden de los 500kHz y que los contadores deben contar por un valor de 2 elevado a la “n” en donde “n” debe ser un valor entero y pequeño. Esto significa que el valor de conteo debe ser 2, 4, 8, 16, 32, 64 etc. debido la facilidad para construir circuitos que cuenten por estas cantidades.

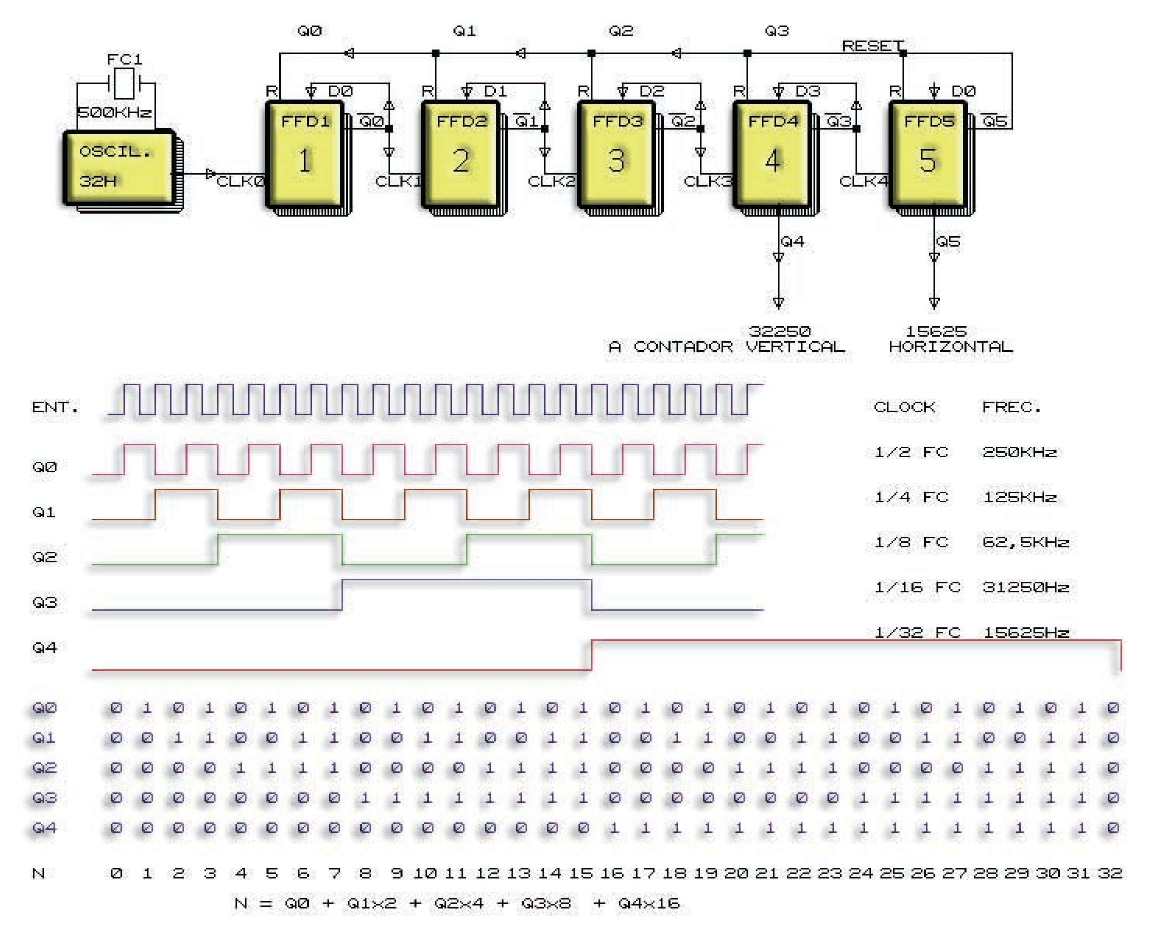


Figura 43 LA DISPOSICION CONTADORA DEL OSCILADOR HORIZONTAL

Si tomamos el factor 32 podemos calcular que la frecuencia del filtro cerámico será de 32 x 15.625Hz = 500kHz (para NTSC será de 504kHz) que es exactamente el valor postulado como ideal. En principio parecería que un TV binorma debería tener un sistema de conmutación de filtros, pero en la práctica debido a que el rango de reenganche del CAFase es suficientemente amplio, sólo se utiliza uno que por lo general es de 500kHz.

Los contadores utilizados universalmente son del tipo de registro de desplazamiento (shift register) que no son más que una cadena de flip-flop RS en donde un primer divisor divide por dos el siguiente divide por dos la salida del anterior y así sucesivamente; es decir que con 5 etapas se consigue la división por 32 que estamos buscando.

El diagrama en bloques completo de la sección osciladora se puede observar en la figura 43 de la página anterior. En él vemos que el circuito tiene dos salidas; una corresponde a la salida horizontal de 15.625Hz o 15.750Hz pero existe una salida en el flip-flop anterior de donde se obtiene 31.250 o 31.500Hz que están destinadas al generador vertical por conteo.

EL CAFASE EN SISTEMAS POR CONTEO

Los circuitos por CAFase utilizados en un generador por conteo son del mismo tipo que los utilizados en los generadores clásicos. Inclusive se mantiene el criterio del doble CAFase y valen todas las referencias realizadas sobre el filtro antihum. La única modificación está en el primer lazo de fase. Es evidente que si la frecuencia del oscilador a filtro cerámico es 32 veces más alta que el horizontal no podrá engancharse directamente con los pulsos de sincronismo, por lo tanto, se utiliza un circuito como el mostrado en la figura 44.

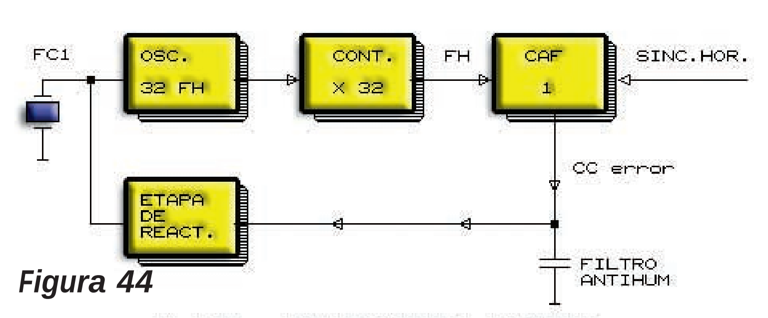


Figura 44

El CAFase 1 se conecta a la salida del contador por 32 donde tenemos una frecuencia FH que puede compararse perfectamente con los pulsos de sincronismo horizontal provenientes del

separador de sincronismo. La tensión continua de error deberá enviarse a una etapa de reactancia electrónica, ya que el oscilador de 32 FH no es un VCO.

La etapa de reactancia electrónica traduce tensión en variaciones de capacidad y esta variación de capacidad es la que, en definitiva, modifica la frecuencia del oscilador.

LA SECCIÓN HORIZONTAL DEL INTEGRADO LA7680

Para entender el funcionamiento de una moderna etapa horizontal, desde el separador de sincronismo hasta el preexcitador horizontal, vamos a tomar como ejemplo un circuito integrado jungla que, entre otras funciones, contiene toda la sección horizontal y vertical de un TV multinorma. Se trata del LA7680 que se usa en una gran cantidad de televisores comerciales.

En la figura 45 mostramos la parte del circuito que nos interesa para nuestro estudio. En la figura llamamos H a la señal de sincronismo horizontal, H' a la salida del divisor por 32 y H'' a la señal con retardo variable producido por el segundo CAF. A continuación vamos a explicar pa-

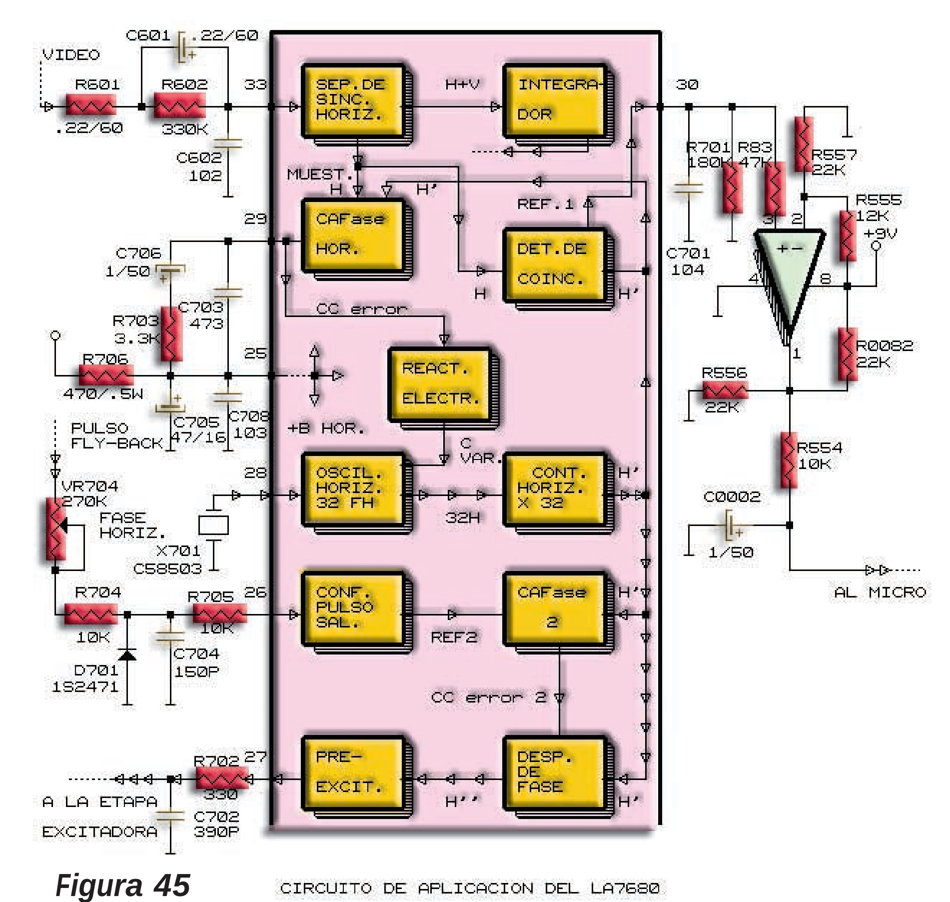


Figura 45

ra qué sirve cada uno de los componentes externos del circuito de aplicación del LA7680 y cómo funciona cada bloque interno.

El Separador de Sincronismo

La señal compuesta de video, ingresa por la pata 33 del integrado jungla a través de una red RC, que permite la circulación de corriente sólo durante los pulsos de sincronismo. C601 se carga al valor de pico de los pulsos de sincronismo y se descargará sobre R602 durante la parte activa de la señal de video. Pero esta descarga está limitada a un valor tal, que los picos de negro de la señal, no son capaces de hacer circular corriente por el transistor interno del circuito integrado. Sólo cuando llega un pulso de sincronismo, el transistor vuelve a conducir y a cargar a C601. R601 limita la corriente circulante por el transistor, sobre él se produce una caída 1V pap de señal de video. C602 es un capacitor que filtra los ruidos de alta frecuencia existentes en la señal de video o la captación de campos electromagnéticos espurios. En el colector del transistor tenemos la señal de sincronismo compuesto H+V. Una etapa integradora separa los pulsos de sincronismo vertical. En los TV modernos con generadores de horizontal y vertical por contador el pulso de sincronismo vertical tiene un uso diferente al habitual que será tratado más adelante.

El Oscilador Horizontal y el Divisor x 32

El oscilador horizontal de 32 FH (500kHz en PAL y 504kHz en NTSC) es del tipo que utiliza una sola pata de conexión. La elección de la frecuencia, permite utilizar un filtro cerámico (X701, conectado en la pata 28) con lo cual obtenemos, comparado con un oscilador LC, mejor estabilidad y menor precio. La salida del generador de 32 FH, se aplica a un contador por 32, del tipo “shift register” o registro de desplazamiento, éste es un conjunto de contadores binarios, en donde la salida de uno excita el siguiente. En el primero se divide por 2, en el segundo por 4, 8, 16, 32; la salida del divisor por 32 sólo cambiará cuando, en la entrada del divisor por 2, hayan ingresado 32 pulsos. Desde un flip-flop anterior al final se toma una salida con destino al generador de base de tiempo vertical.

El Contro Automático de Frecuencia Horizontal (Primer Lazo)

En este circuito, se compara la frecuencia de salida del divisor por 32 (H’); con la frecuencia de los pulsos de sincronismo horizontal (H). El resultado de di-

cha comparación es una tensión continua de error de fase que debidamente filtrada, retorna al oscilador de 32 FH por intermedio de una etapa de reactancia electrónica; modificará su frecuencia hasta que H' sea igual a H. La red de filtrado se encuentra sobre la pata 29 y está retornada a la pata 25 (fuente del oscilador horizontal) para evitar que el ripple de fuente afecte la sincronización. C703 es un filtrado de altas frecuencias, en tanto que C706 y R703 operan sobre las fluctuaciones de baja frecuencia. Cuando se reciben señales débiles además de la nieve característica, la imagen tiene tendencia a curvar las rectas verticales con un viboreo y un deshilachado, C706 y R703 afectan el viboreo y C703, el deshilachado.

El Detector de Coincidencia

Es muy útil que una etapa distinta al CAF, analice si H' es igual a H y entregue una salida alta por la pata 30. Si H' es distinta de H la pata 30 se mantendrá baja. Esta tensión se utiliza como señal interna y externa al integrado. Internamente se usa para controlar la sensibilidad del CAF; cuando es baja, se duplica la ganancia de lazo cerrado, con lo cual se logra reducir el tiempo de captura (el horizontal engancha más rápido cuando se cambia de canal). Cuando finalmente el horizontal engancha, la tensión de la pata 30 aumenta y la ganancia se reduce a su valor normal; con lo cual también se hace menos sensible al ruido. Externamente la pata 30 le indica al micro, que en el canal sintonizado hay una emisora; el microprocesador utiliza esta información de diferentes maneras, por ejemplo cuando el usuario solicita un salto de canal no pasará a un canal vacío sino al canal activo más cercano. El IC503 es un circuito integrado detector de nivel (Schmidt trigger) que adapta el nivel de tensión, entregado por la pata 30 del IC501 al nivel que necesita el microprocesador que, por lo general, trabaja a 5 ó 6V. La pata 2 es la entrada de referencia; que se conecta a un divisor de tensión R555 R557 que provee 6V. Cuando hay un canal activo sintonizado, la pata 3 está por encima de 6V, el integrado deja abierta la pata 1 con lo cual ésta queda a un valor determinado por R0082 y R556, es decir 4,5V, valor que el micro interpreta como "Canal activo enganchado". Cuando la señal en la pata 3 es inferior a 6V, IC03 lleva la pata 1 a masa y el micro interpreta "Canal inactivo". R554 es un resistor de filtrado junto con C0002.

El Control Automático de Fase (Segundo Lazo)

En el primer lazo, sincronizamos el pulso horizontal H, con los pulsos de salida del contador horizontal H'. En el segundo lazo, le damos al transistor de salida horizontal, la orden de cortar en el momento oportuno, esto implica que el

pulso H', pone a funcionar un timer (desplazador de fase) controlado por una tensión continua (que sale del CAFase 2) que es función de la fase, entre H' y el pulso de retrazado horizontal. Si H' coincide con el centro del retrazado, esta tensión continua es cero porque la fase es la ideal. El desplazador de fase genera el pulso H" corregido en fase. El preexcitador horizontal, le da al pulso H" el adecuado periodo de actividad para excitar al transistor Q01 (esta parte será mejor explicada cuando se analice la etapa de salida horizontal). La entrada del pulso de referencia horizontal, se realiza por la pata 26. Sobre un pulso proveniente del fly back, se produce una pequeña integración con R704+VR704 y C704; la modificación de VR704 (control de fase) provoca una demora variable del pulso de retrazado, lo que permite centrar la imagen sobre el barrido. D701 recorta la parte negativa del pulso de referencia. R705 es un resistor separador. El circuito integrado genera en esta pata un pulso rectangular, que coincide con el burst y que se suma al pulso horizontal y da la forma característica del pulso de "sand castle" (castillo de arena) o de gatillado del burst. Este pulso así conformado, se utiliza internamente en el integrado para separar el burst, para restaurar la componente continua y para producir el borrado horizontal.

El Pulso de Gatillado Vertical

Como puede verse en la figura 46 la sección vertical del IC501 sólo tiene dos patas de salida: la 32 que excita el integrado de deflexión vertical y la 31 que determina si el canal recibido tiene frecuencia vertical de 50 o de 60Hz. Esta pata está a potencial alto cuando la emisora sincronizada es PAL M o NTSC (60 Hz) o a potencial bajo cuando es PAL N (50Hz). La pata 31 es una pata de entrada/salida. Si por algún motivo desea forzarse el funcionamiento en 50Hz dicha pata se debe conectar a masa. Si se desea forzar a 60Hz debe conectarse a

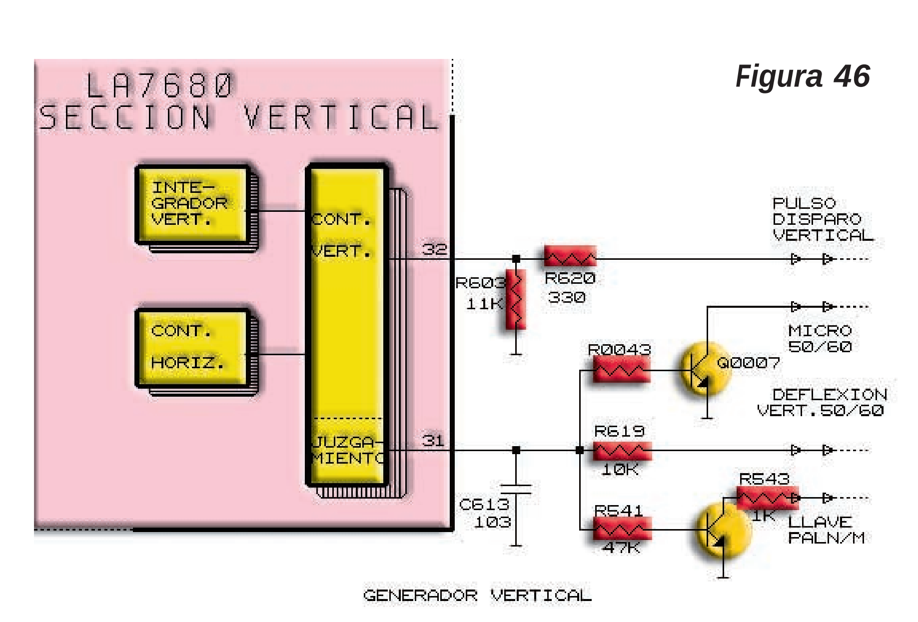


Figura 46

+9V. El generador vertical funciona por el método de conteo a partir de la llegada del pulso de sincronismo proveniente del integrador; este pulso que llamamos V, coloca el contador en cero. Desde el contador horizontal se aplican pulsos de 2FH, es decir 32µSeg para PAL N. Si el siguiente pulso de sincronismo vertical, encuentra el contador en la cuenta 625, la pata 31 es llevada a potencial de masa, ya que el integrado juzga que se recibió una señal PAL N debido a que:

625 x 32 = 20.000µSeg = 20mSeg equivalentes a 50Hz

Si la señal recibida es NTSC o PAL M, el segundo pulso vertical llegará cuando el contador esté contando 525; en este caso, reconociendo la norma, la pata 35 es llevada a fuente. En realidad el juzgamiento se realiza tomando un cierto margen. Si el segundo pulso llega cuando el contador está entre 450 y 577 se juzga como norma PAL M o NTSC y si está entre 577 y 714 se juzga como PAL N. Luego de que el integrado eligió una norma, el pulso de sincronismo V sólo opera como control para el caso en que se produzca un cambio de canal o una interrupción de la señal. Pero si esto no ocurre, el contador se maneja solo. En PAL N, cuenta hasta 625, se pone en cero, emite un pulso por la pata 32, vuelve a contar 625 pulsos, etc. Si por algún motivo los pulsos de salida no coinciden con el pulso de sincronismo por más de 5 ciclos, el sistema asume que debe resetearse y luego comenzar nuevamente todo el proceso de selección de norma.

Si se corta la señal de antena o si se sintoniza un canal inactivo, el integrado contará según la norma que se estaba recibiendo, en el momento del cambio o del corte. Si luego no coinciden los siguientes pulsos de sincronismo, realizará una operación de determinación de norma.

Anteriormente mencionamos que la señal de reloj que utiliza el vertical es de 2FH. El motivo de esto es que en todas las normas de TV, el barrido vertical se realiza en dos campos entrelazados que forman un cuadro completo. El primer campo comienza arriba, a la izquierda de la pantalla y termina abajo, en el centro de la misma. Es decir que el pulso de sincronismo vertical, ocurre en la mitad de una línea (justo entre dos pulsos horizontales). El siguiente campo comienza arriba en el centro de la pantalla y termina abajo a la izquierda. De este modo, los dos campos se entrelazan para formar un cuadro. El contador vertical debería contar 312,5 pulsos, si la señal de reloj fuera de 1H=32 µSeg. Pero los contadores sólo cuentan cantidades enteras, por eso, en lugar de hacerle contar 312,5 pulsos de 64µSeg, se le hace contar 625 pulsos de 32µSeg que es un tiempo equivalente.

26 FALLAS GENERALES EN RECEPTORES DE TV

INTRODUCCIÓN

A continuación damos un detalle de fallas generales que pueden presentarse en televisores y cuáles son las mediciones que se deben efectuar o en dónde se debe buscar el elemento defectuoso.

1) Síntoma:

El parlante (bocina) sólo emite el sonido equivalente al ruido blanco. La imagen está normal.

Buscar en:

Frecuencia Intermedia de Audio (FIS), probablemente fuera de sintonía, posible falta de alineación de la etapa.

2) Síntoma:

Zumbido en el parlante. La imagen está normal.

Buscar en:

Mal filtrado del +B de audio, desalineación de FIS, mal ajuste de la bobina de cuadratura, falsa conexión a masa (tierra), etc.

3) Síntoma:

El sonido se quiebra o se reproduce en forma intermitente. La imagen está normal.

Buscar en:

Posibles soldaduras frías, cables mal conectados o con falsos contactos en la etapa de audio, parlante defectuoso.

4) Síntoma:

Excesivo o bajo brillo. El sonido es normal.

Buscar en:

Problemas en el control de brillo o sub-brillo, verificar el limitador Automático de Brillo (ABL) y el control de screen.

5) Síntoma:

Ausencia total de sonido, la imagen está normal.

Buscar en:

Falta el +B en etapa de audio, verificar control de volumen, inyectar señal para comprobar la salida de audio, medir el parlante (la bocina).

6) Síntoma:

La imagen está negativa, hay sonido.

Buscar en:

Ajuste del control de sintonía fina, controles de brillo y contraste, ajustes del AGC.

7) Síntoma:

La imagen se ve con nieve o con ruidos.

Buscar en:

La antena o conexión del cable, falsos contactos o desperfectos en el sintonizador, canal fuera de sintonía, problemas de ganancia en los amplificadores de FI, verificar la tensión de AGC.

8) Síntoma:

La imagen tiene excesivo contraste pero el sonido es normal.

Buscar en:

Seguramente se debe ajuste del AGC.

9) Síntoma:

La imagen se observa con trama amarilla y no hay azul. El sonido es normal.

Buscar en:

Demodulador azul, salida azul, control de bias azul, cátodo azul del tubo de imagen.

10) Síntoma:

La imagen se observa sin nitidez, pero hay sonido.

Buscar en:

Ajuste de la sintonía fina, defectos en FIV, amplificador de video, etapa de luminancia, eventualmente pude solucionarse realizando un ajuste del control de nitidez.

11) Síntoma:

El sonido está distorsionado. La imagen está normal.

Buscar en:

Ajuste de la bobina de cuadratura, comprobar la etapa de salida de audio

12) Síntoma:

No hay sincronismo vertical.

Buscar en:

Etapa de sincronismo o defectos en el oscilador vertical. Las fallas en sincronismo también pueden deberse a problemas en la amplitud de la señal.

13) Síntoma:

La imagen se vé con línea de retrazos.

Buscar en:

Etapa de luminancia. También puede deberse a defectos en los circuitos de control de tubo de imagen. Si hay blanqueo Horizontal y Vertical, verifique el control de Screen.

14) Síntoma:

La imagen tiene manchas de color.

Buscar en:

Debe realizar un ajuste de pureza.

15) Síntoma:

La imagen se presenta con bordes de color.

Buscar en:

Debe realizar un ajuste de convergencia.

16) Síntoma:

Línea horizontal brillante en la imagen.

Buscar en:

Oscilador, driver, salida y yugo de deflexión vertical.

17) Síntoma:

La trama se presenta con pobre linealidad o doblez horizontal.

Buscar en:

Driver y salida vertical. Muchas veces esta falla se debe a capacitores secos por lo cual debe revisar los capacitores electrolíticos y en ocasiones el diodo damper.

18) Síntoma:

La trama se presenta con pobre linealidad o doblez vertical.

Buscar en:

Driver y salida vertical. Muchas veces esta falla se debe a capacitores secos por lo cual deben revisar los capacitores electrolíticos y en ocasiones, el estado de los diodos de la etapa.

19) Síntoma:

El amplificador de audio reproduce con volumen insuficiente. La imagen está normal.

Buscar en:

Es posible que la etapa FIS esté defectuosa o que haya un desajuste de la bobina de cuadratura, o el control de volumen esté sucio o dañado.

20) Síntoma:

La pantalla presenta dos o más imágenes vertical.

Buscar en:

El oscilador vertical está fuera de frecuencia.

21) Síntoma:

La pantalla presenta dos o más imágenes horizontal.

Buscar en:

El oscilador horizontal está fuera de frecuencia.

22) Síntoma:

Líneas brillantes en la parte superior de la imagen, el sonido es normal.

Buscar en:

Defectos en la etapa horizontal o vertical (blanking), revisar los capacitores de filtro de la etapa de salida vertical.

23) Síntoma:

La imagen se presenta con el lado derecho o izquierdo oscuro.

Buscar en:

Mal filtrado del +B que alimenta las salidas rojo, verde y azul. Esto puede deberse a un capacitor de filtro defectuoso.

24) Síntoma:

La imagen presenta ondulaciones.

Buscar en:

Mal filtrado de la fuente de alimentación +B, mal filtrado de la tensión de AGC.

25) Síntoma:

La imagen se dobla o se quiebra.

Buscar en:

Control automático de ganancia, muchas veces se soluciona simplemente con el ajuste, en otros casos se debe verificar el lazo de realimentación.

26) Síntoma:

La imagen se presenta con una línea fina que se desplaza horizontalmente sin detenerse.

Buscar en:

Generalmente este problema es debido a un mal filtrado de la fuente de alimentación por lo cual se deben revisar capacitores de mica en paralelo con los diodos rectificadores.

****



Curso Superior de TV Color

La Etapa de Salida Horizontal

Configuraciones Circuitales de la Etapa de Salida Horizontal

El Fly-Back con Triplicador

La Etapa de FI de Video

Algunas Fallas Relacionadas con la Etapa de Salida Horizontal





PRESENTA

Curso Superior de
TV Color
volumen 6

Autor: ***Ing. Alberto H. Picerno***
Coordinación: ***Ing. Horacio D. Vallejo***

La Etapa de Salida Horizontal
Configuraciones Circuitales de la Etapa de Salida Horizontal
El Fly-Back con Triplicador
La Etapa de FI de Video
Algunas Fallas Relacionadas con la Etapa de Salida Horizontal

Editado por:
EDITORIAL QUARK S.R.L.
Herrera 761/63 (1295) Buenos Aires, Argentina
Tel./fax: (0054-11) 4301-8804

Director: Horacio D. Vallejo

Impresión: New Press, Bs. As., Argentina - enero 2004

Distribución en Argentina: Capital: Distribuidora Cancellaro e Hijo SH, Gutenberg 3258, Buenos Aires - Interior: Distribuidora Bertrán S.A.C., Av. Vélez Sarsfield 1950, Buenos Aires
Distribución en Uruguay: Rodesol, Ciudadela 1416, Montevideo.
Distribución en México: Saber Internacional SA de CV, Cda. Moctezuma Nº 2, Esq. Av. de los Maestros, Col. Santa Agueda, Ecatepec de Morelos, Ed. México, México, (0155) 5839-5277/7277
Distribución en Colombia, Venezuela, Ecuador, Perú, Paraguay, Chile y Centroamérica: Solicitar dirección del distribuidor al (005411)4301-8804 o por Internet a:

www.webelectronica.com.ar

ISBN Obra Completa: 987-1116-19-5

Prólogo

Obra compuesta de 6 tomos independientes que enseña teoría y reparación de televisores a color y 2 tomos adicionales específicos sobre los televisores de última generación y el sintonizador.

Por ser un curso, los lectores tienen apoyo a través de Internet, por medio de claves de acceso a **www.webelectronica.com.ar** que se publican en cada volumen.

Este texto es la Segunda Serie del Curso Completo de TV Color del Ing. Picerno, por lo cual posee temas tratados en dicho libro. Los primeros tomos trataron aspectos generales de distintos bloques de televisores convencionales y describen características generales que hacen a la transmisión de televisión.

La descripción de las etapas que componen un receptor se realiza teniendo en cuenta la evolución de la tecnología, tratando incluso, los sistemas microcontrolados actuales. En esta entrega se analizan los siguientes temas:

La Etapa de Salida Horizontal

Configuraciones Circuitales de la Etapa de Salida Horizontal

El Fly-Back con Triplicador

La Etapa de FI de Video

Algunas Fallas Relacionadas con la Etapa de Salida Horizontal

INDICE

LA ETAPA DE SALIDA HORIZONTAL

Introducción

Ya conocemos el funcionamiento de la etapa de salida vertical y podríamos suponer que la etapa horizontal funciona de manera similar. Pero nada más lejos de la verdad y todo debido a la frecuencia de trabajo. En efecto, a la baja frecuencia del trazado vertical (50Hz para PAL y 60Hz para NTSC) el yugo se comporta como un elemento resistivo; sólo durante el retrazado se manifiesta como un inductor al producir el pulso de retrazado vertical.

El yugo horizontal, por funcionar a 15.625Hz en PAL o 15.750Hz en NTSC, se comporta como un inductor en todo momento y de ahí su circuito característico de excitación que está muy lejos de ser un amplificador lineal. Por otra parte, es en la etapa de deflexión horizontal donde se desarrolla la máxima energía del TV y su circuito debe, en todo momento, tener en cuenta esta consideración con el fin de lograr un funcionamiento eficiente que vierta muy poca energía térmica al ambiente. Así como existe una ley de Ohm que relaciona los parámetros de tensión corriente y resistencia de un circuito, también existen sencillas fórmulas que permiten relacionar los parámetros tensión, corriente e inductancia que no siempre son bien conocidos por los técnicos reparadores. Este desconocimiento no nos permite avanzar fluidamente en el estudio de la etapas de salida horizontal que se basan en esos principios fundamentales de la electrónica. De allí que tal como hicimos con el estudio de los capacitores y resistores, al tratar los circuitos relacionados con el vertical vamos a hacer primero un estudio de las formas de onda relacionadas con el inductor y los transformadores.

Efectos Magnéticos de la Corriente Eléctrica (Dualidad)

Es un efecto conocido por todos que acercando una brújula a un conductor recorrido por una corriente continua su aguja se desplaza de la dirección del polo norte magnético. De aquí se deduce que la corriente que circula por un con-

ductor genera campos magnéticos a su alrrededor (figura 1).

Experimentalmente se demuestra que la dirección de la aguja sufre un cambio mayor cuando mayor es la corriente I. También se deduce experimentalmente que si se realiza una espira de modo que la misma corriente atraviese dos conductores paralelos se duplica la acción magnética (figura 2).

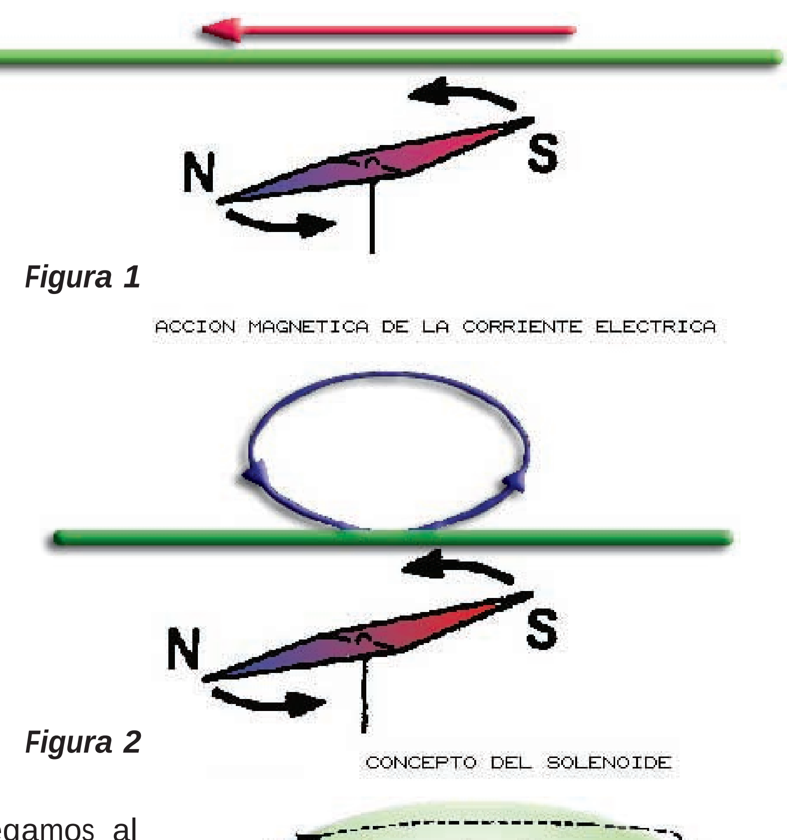


Figura 1

Figura 2

De este modo, llegamos al concepto del solenoide o bobina que es un dispositivo construido para incrementar la intensidad del campo magnético creado por una corriente que circula por un conductor (figura 3).

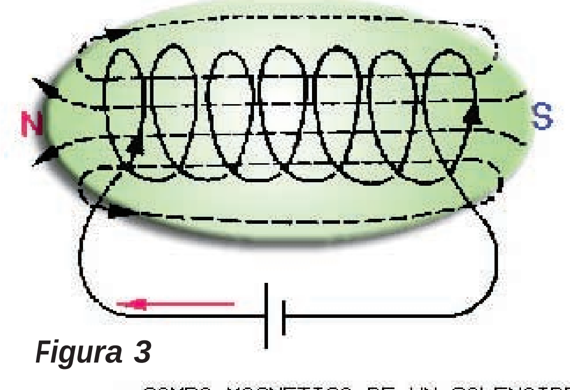


Figura 3

CAMPO MAGNETICO DE UN SOLENOIDE

El fenómeno de la dualidad nos demuestra que en un conductor inmerso en un campo magnético se generan fenómenos eléctricos, pero sólo cuando el campo magnético cambia de intensidad, dirección o sentido. No importa si lo que se mueve es el conductor de prueba o el campo, lo que interesa es la posición relativa entre ellos.

Las corrientes inductivas fueron descubiertas por Faraday y pueden definirse como: corrientes producidas en un circuito cerrado debido a una variación cualquiera del flujo magnético que lo atraviesa. Se comprueba que la corriente tiene la misma duración que la variación del flujo. Además, el sentido de la corriente inducida es tal que ésta genera un campo magnético opuesto al que la produce (ley de Lenz).

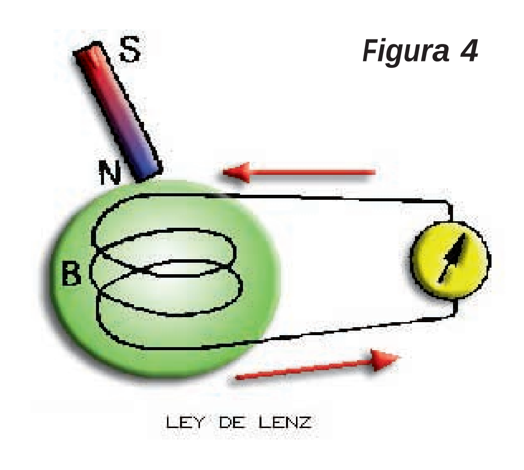


Figura 4

El lector puede realizar una experiencia muy interesante que consiste en conectar una bobina a un téster predispuesto como miliamperímetro e introducir un imán con forma de barra en la misma (figura 4).

Se podrá observar que la polaridad de la corriente cambia en función del polo introducido y que su intensidad depende de la velocidad con que se mueve el imán o la bobina. Además, realizando un esfuerzo mecánico sobre el imán, es posible observar que la bobina se opone a la introducción del mismo.

El imán puede ser reemplazado por un electroimán formado por otra bobina con un núcleo de hierro recorrida por una corriente fija y el resultado es idéntico. Más aún, ahora se puede dejar ambas bobinas fijas y acopladas entre sí (el electroimán dentro de la bobina original) y variar la corriente recorrida por el electroimán. En este caso se comprueba que no importa cómo se varíe el campo magnético, el resultado es el mismo, el miliamperímetro indica circulación de corriente con un sentido que depende del sentido de la corriente del electroimán y con una magnitud que depende de la magnitud de la corriente por el electroimán y de su velocidad de variación.

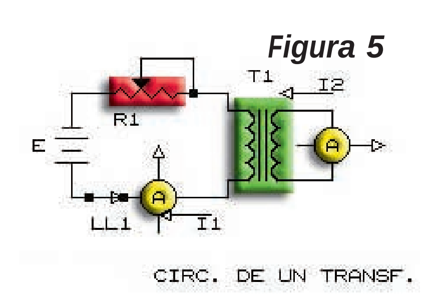


Figura 5

Para que el lector entienda la interacción entre ambos bobinados, en la figura 5 presentamos un circuito de experimentación muy simple pero instructivo.

Como primer paso observaremos que al cerrar LL1 el miliamperímetro acusa una corriente I2 en forma de un pulso. Al abrirlo también se producirá un pulso de corriente en el secundario pero de polaridad invertida. Entre el cierre y la apertura de LL1 la corriente I2 es nula si R1 está en un valor fijo. Si luego del cierre de LL1 y cuando I2 vuelve a acusar una corriente nula podemos notar un comportamiento curioso del circuito al modificar la corriente con el reóstato R1.

En efecto, si se aumenta la resistencia de R1 la corriente por el primario debería reducirse pero podemos observar en la práctica que I1 se mantiene por un instante y recién después se reduce.

Ocurre que al reducir la corriente I1 se genera una corriente I2. Esta tiene

un sentido tal que genera un campo magnético que, a su vez, induce sobre el primario una corriente que se suma a la original y que en principio, cumpliendo la ley de Lenzt, cancela la reducción por un instante.

LA FUERZA ELECTROMOTRIZ DE INDUCCIÓN Y LA AUTOINDUCCIÓN

Las corrientes inducidas en un bobinado se pueden considerar como si fueran generadas por una f.e.m. de inducción. Se demuestra experimentalmente que ésta es proporcional a la derivada con respecto al tiempo del flujo de inducción magnética (figura 6).

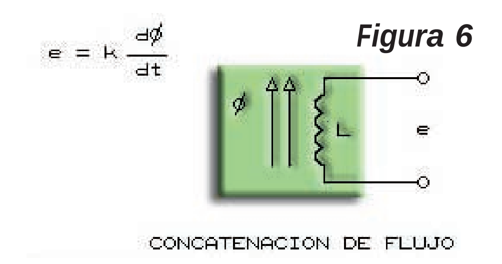


Figura 6

Si el lector no tiene conocimientos matemáticos suficientes para entender la función derivada, le queda el recurso de imaginarse un análisis incremental. Considere a dØ/dt como a la variación del flujo magnético en un pequeño intervalo de tiempo y entonces el valor "e" tomará un sentido físico más claro. Si "Ø" varía rápidamente "e" tiene un valor elevado. Si Ø es fija (variación en el tiempo igual a cero) entonces "e" es nula.

En todos los casos el factor K es negativo para que se cumpla la ley de Lenz y depende del sistema de unidades utilizado. En el sistema MKS se escoge a K=1; de este modo se define la unidad de flujo magnético de 1 weber como aquel que al atravesar un circuito de una sola espira genera una f.e.m. de 1 voltio, si el campo se anula en 1 segundo. En el sistema MKS se dice que e = - dØ/dt (se toma a K como unitario).

Hasta ahora analizamos las acciones que provoca un imán sobre una bobina o una bobina sobre otra bobina, es decir que estudiamos la inducción. Pero una corriente eléctrica es siempre atravesada por el flujo que ella misma genera. Este campo magnético es proporcional a la corriente y a la forma del circuito. No es lo mismo analizar el campo de un conductor solitario que el de un conductor arrollado en forma de bobina. Por lo tanto decimos Ø = L.I en donde L es un coeficiente que depende del circuito.

Si la intensidad de la corriente varía, lo mismo ocurre con el flujo y en el circuito se crea una corriente inducida de sentido contrario o del mismo sentido

que la corriente inicial, según que la intensidad aumente o disminuya. Esta inducción de una corriente sobre sí misma lleva el nombre de autoinducción y el coeficiente L de la fórmula anterior el de coeficiente de autoinducción o inductancia del circuito.

Por su lado la f.e.m. de autoinducción en unidades electromagnéticas está dada por la fórmula e = -L di/dt que nos indica que la fuerza electromotriz generada sobre un circuito por la propia corriente que lo atraviesa es proporcional a la inductancia del mismo y a la velocidad de variación de la corriente.

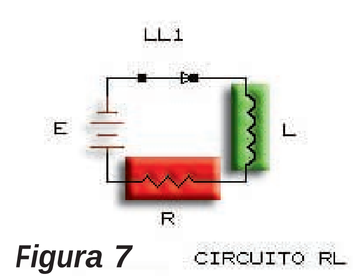


Figura 7

Esta fórmula permite definir la unidad de inductancia como de 1Hy cuando al variar la intensidad de 1A por segundo se produce una fuerza electromotriz de 1V.

Un simple circuito formado por una batería, una llave, un inductor y un resistor (ver la figura 7) nos permitirá conocer dos fenómenos muy importantes que son las consecuencias de la autoinducción.

Cuando cerramos la llave podríamos suponer que de inmediato se producirá una corriente, pero en realidad no es así; ocurre que la corriente que intenta pasar instantáneamente de un valor cero a un valor I = E/R generará una f.e.m. de autoinducción en L dada por la ecuación de autoinducción e = L di/dt. Esta f.e.m. tiene en un primer instante una amplitud igual a la de la batería E pero signo contrario con lo cual sobre R no se producirá ninguna tensión y no habrá circulación de corriente.

Así como un capacitor se oponía a que le modifiquen la tensión existente sobre él, un inductor se opone a la modificación de la corriente que lo circula. Por lo tanto en nuestro circuito se producirá una corriente final que depende sólo de E y de R (I = E/R) pero dicha corriente comenzará siendo nula y se incrementará linealmente con una pendiente que depende de E y de L según la ecuación di/dt = E/L (figura 8).

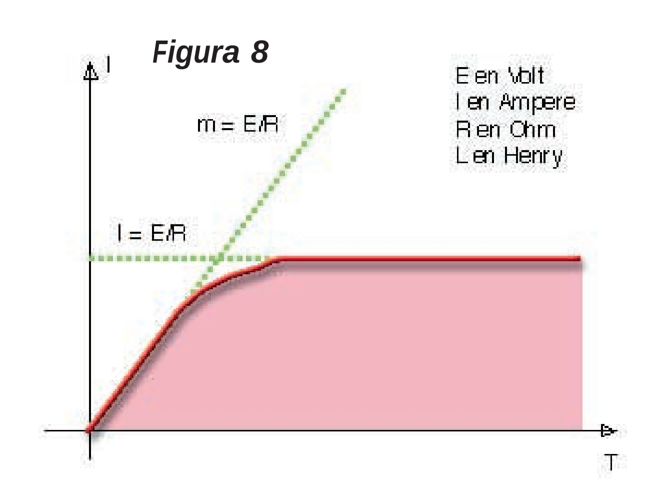


Figura 8

Cuando abrimos la llave se produce el siguiente fenómeno. El inductor se opone a que la corriente va-

ríe del valor establecido I = E/R a cero instantáneamente pero se encuentra con un circuito abierto de resistencia infinita y entonces debe generar una fuerza contraelectromotriz infinita para que la corriente no se modifique. En realidad sólo genera la suficiente tensión como para que salte un arco en la llave LL apenas ésta se esté abriendo con lo cual los diagramas de tensión y corriente por el circuito son los indicados en la figura 9.

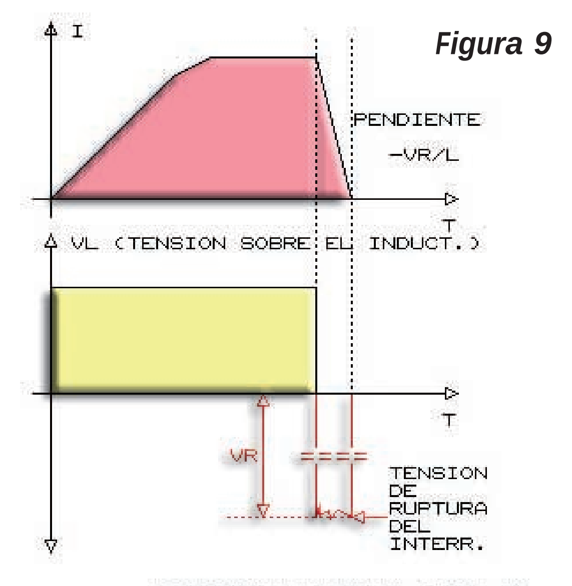


Figura 9

ALGUNOS CÁLCULOS EN LA DEFLEXIÓN HORIZONTAL

Con el conocimiento adquirido podemos analizar la etapa que nos ocupa. La función de la etapa es muy simple: la sección horizontal del yugo es un inductor casi puro con una resistencia del orden de los 600mΩ a 1Ω; por él debe circular una corriente con forma de diente de sierra con suficiente amplitud como para que el haz viaje desde el borde izquierdo del tubo hasta el derecho y con valor medio nulo para que la imagen completa no se corra hacia la derecha o izquierda (figura 10).

La corriente Iyi = Iyd necesaria para que el haz se mueva desde el centro del tubo hasta el borde izquierdo o hasta el borde derecho, depende del valor de inductancia del yugo, de la tensión de fuente horizontal y de la tensión extra-alta del ánodo final del tubo, ya que si los electrones del haz son muy rápidos, tienen menos tiempo para deflexionar al pasar por el yugo y la velocidad depende de la tensión extra-alta.

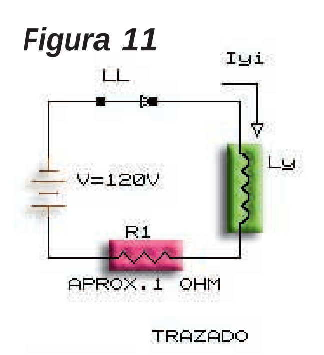


Figura 10

El fabricante debe adoptar algunos factores y calcular otros. Por ejemplo, es común adoptar el valor de tensión de fuente que, por lo general, es del orden de los 120V (la rectificación de una tensión de red de 110V de CA produce 150V, dejando 30V de regulación llegamos a los 120V adoptados). La tensión extraalta se adopta de acuerdo al tubo en el orden de los 26 a 28kV.

Como los modernos tubos incluyen el yugo ajustado y pegado sobre él, es imposible modificar sus características; por lo tanto, sólo basta con hallar el valor Iyi o Iyd que se realiza experimentalmente al proveer al tubo de su tensión extra-alta desde una fuente externa de alta tensión y aplicando una fuente de corriente sobre el yugo que se ajusta para deflexionar el haz desde la posición central hasta el borde izquierdo o el derecho. De este modo se halla el valor Iyi e Iyd.

Figura 11



Un circuito básico de deflexión se muestra en la figura 11 y sólo es util para comprender el concepto del funcionamiento y aprender a utilizar las ecuaciones vistas con anterioridad.

La llave LL estará cerrada por la mitad del tiempo de trazado horizontal (64/2 = 32 µs) con la intención de que el haz se desplace desde el centro del tubo hasta el borde derecho.

Por supuesto se cumplirá la ecuación de la autoinducción:

e = -L di / dt

Con e = V en el instante inicial en que cerramos la llave y con

di/dt = Iyi / 32µs

Reemplazando estos valores nos quedará la siguiente igualdad:

120V = L. Iyi / 32µs

De donde pretendemos despejar el valor de L. La fórmula en definitiva es la siguiente:

L = 120V x 32µs / Iyi

Los valores medidos de Iyi están por lo general cerca de 1,5A por lo que los valores de inductancia de los yugos serán de

L = 120.32µs /1,5=2560mHy o 2,5mHy.

CIRCUITO DE DEFLEXIÓN HORIZONTAL PRÁCTICO

Nuestra intención en lo que resta del artículo es ir modificando el circuito básico hasta llegar a un circuito práctico. Primero recordemos que el haz tiene un cierto tiempo para retornar desde el borde derecho al izquierdo que, según las normas, puede variar entre un 15 a un 18% del período horizontal (tiempo destinado al borrado y al sincronismo horizontal). En la práctica tendremos para la norma N unos 54µs de trazado y unos 10µs de retrazado de los cuales el trazado debe ser lo más lineal posible (en principio, porque luego veremos la necesidad de introducir cierta distorsión). Por un lado el retrazado teóricamente puede tener cualquier forma porque no es visible. Con estas consideraciones mostramos el primer circuito práctico en la figura 12.

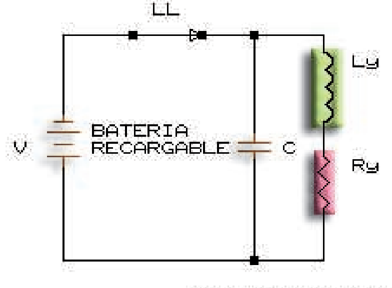


Figura 12 CIRCUITO PRACTICO DE DEFLEXION

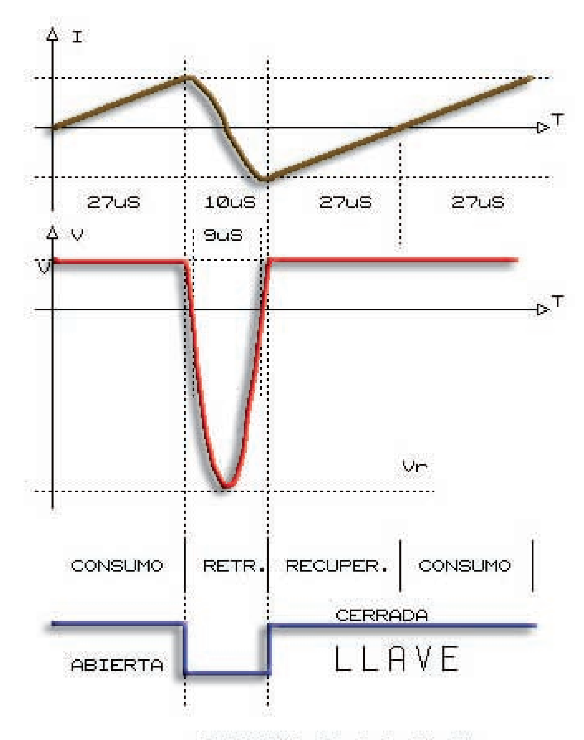


Figura 13 DIAGRAMA DE E I EN EL CIRCUITO PRACTICO

Ahora, cuando la llave se cierra, comienza el periodo de trazado (y además la carga de C al valor V). La corriente crecerá con una pendiente m = V/Ly de forma que 27µs después tendrá un valor de pico tal que el haz llegue al borde derecho

de la pantalla. En ese momento se abre la llave LL. El yugo tiene su máxima energía en forma de campo magnético y encuentra conectado sobre él un capacitor C y un resistor Ry que en principio consideraremos despreciable.

La energía del yugo sólo puede intercambiarse con el capacitor C conectado en paralelo con él y el intercambio se producirá con forma senoidal como corresponde a un circuito LC de la figura 13.

La corriente se mantiene por un instante y luego comienza a descender en forma senoidal de manera que 5µs después se anula en el medio del retrazado. La tensión sobre el capacitor también se modificará en forma senoidal comienza con un valor V positivo, llega a cero, se invierte y alcanza su máxima tensión también en la mitad del retrazado. Podemos decir que en la mitad del retrazado la energía magnética en el inductor es cero y la energía eléctrica en el capacitor es máxima. Pero ahora el capacitor que se encuentra cargado sólo tiene conectado un inductor sobre él y comienza a descargarse de forma tal que al final del retrazado vuelva a tener un valor positivo V. La corriente por el yugo se invertirá y 5µs después llega a un valor igual a Iyd pero con signo invertido que nos indica que el haz se encuentra en el borde izquierdo de la pantalla. En ese momento debemos cerrar la llave. Analicemos un poco el estado energético del circuito: el capacitor estará cargado con una tensión V, por lo tanto tiene alguna energía acumulada (la misma que tenía al comenzar el retrazado); por su lado el inductor tiene su máximo campo magnético (máxima corriente y máxima energía acumulada) pero este campo tiene una dirección contraria a la del final del trazado. El cierre de la llave conecta la fuente de tensión sobre el inductor; como la fuente permite la circulación de corriente el yugo se transforma en un generador y comienza a circular la corriente desde el yugo a la batería recargándola. Este período de recarga o devolución de energía que forma la primera parte del trazado se llama de recuperación y dura 27µs para nuestro sistema hipotético en donde Ry es nulo. El sistema ideal propuesto no consume energía y esto no debe parecerle extraño al lector. En efecto, si Ry es nula, los intercambios energéticos entre Ly y C no generan calor y, por lo tanto, no consumen energía en tanto ambos componentes no tengan pérdidas.

Si utilizo un yugo real, ésta tendrá pérdidas y Ry las representa como un resistor equivalente. Por lo general estas pérdidas se deben a la resistencia del alambre de cobre con la que se construye el yugo pero también a la histéresis de su núcleo de ferrite. También un capacitor real tiene ciertas pérdidas pero, por lo general, son despreciables comparadas con las del yugo.

Analizando el funcionamiento con pérdidas se produce una modificación

de los oscilogramas que pueden observarse en la figura 14.

Como vemos en la figura, Iyi tiene un valor más pequeño que Iyd debido a que el intercambio energético entre L y C se produce con generación de calor sobre Ry y entonces parte de la energía magnética se transforma en energía térmica y no puede ser recuperada. El tiempo de recuperación es menor que el de consumo y la corriente por el yugo tiene un valor medio, no nulo, que es precisamente la corriente consumida desde la batería. Esta corriente opera como una corriente continua que desplaza el barrido hacia la derecha como un error de centrado.

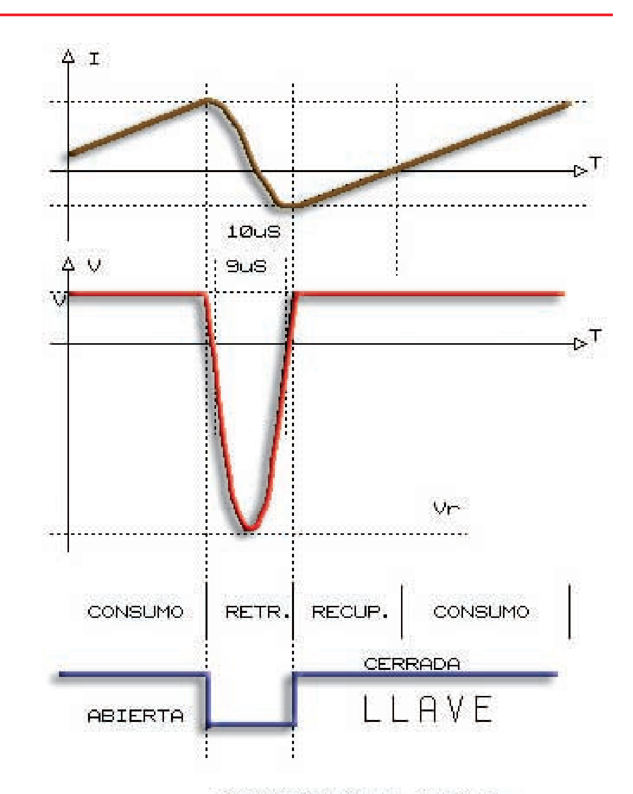


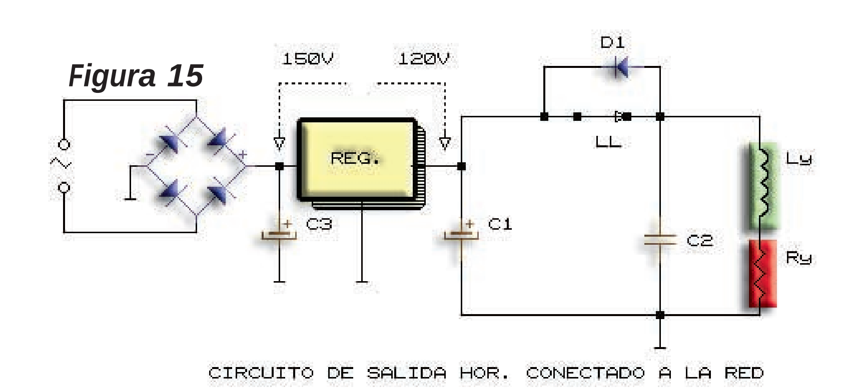
Figura 14

La siguiente modificación consiste en realizar un circuito más práctico en donde no hace falta cerrar la llave precisamente en el comienzo del trazado y además vamos a reemplazar la batería recargable por una fuente real alimentada desde la red de energía domiciliaria (figura 15).

Durante el período de consumo la energía proviene de C1 que es cargado por el regulador de 120V. En un determinado instante se abre la llave LL y Ly intercambia su energía con C2 salvo aquélla que se disipa en Ry. Al comenzar el retrazado no es necesario cerrar la llave LL en el momento exacto ya que D1 se encarga de hacer circular la corriente de recuperación hacia C1. Sólo es necesario cerrar la llave LL en algún instante comprendido entre el comienzo del trazado y el final de la recuperación.

Sólo basta con volver a abrir la llave 64µs después de la

Figura 15



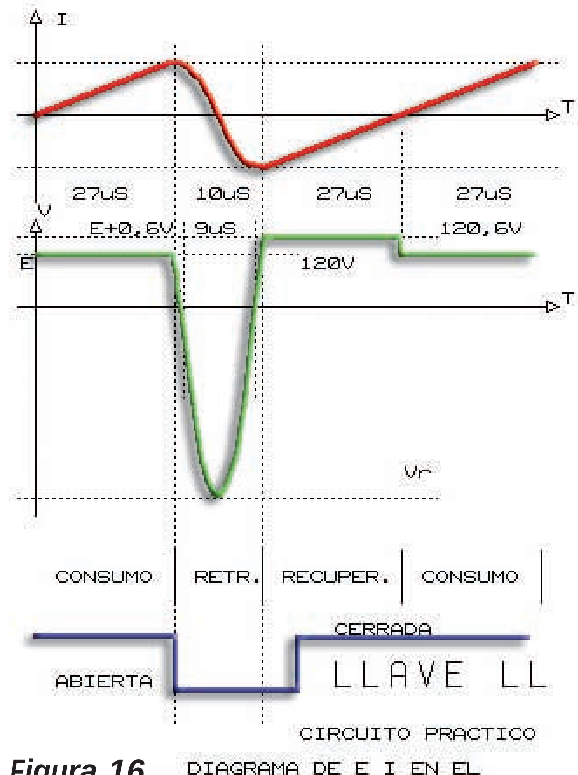


Figura 16 DIAGRAMA DE E I EN EL CIRCUITO PRACTICO

primera apertura para que el circuito funcione a la frecuencia correcta del barrido horizontal. Los oscilogramas correspondientes a este circuito se pueden observar en la figura 16.

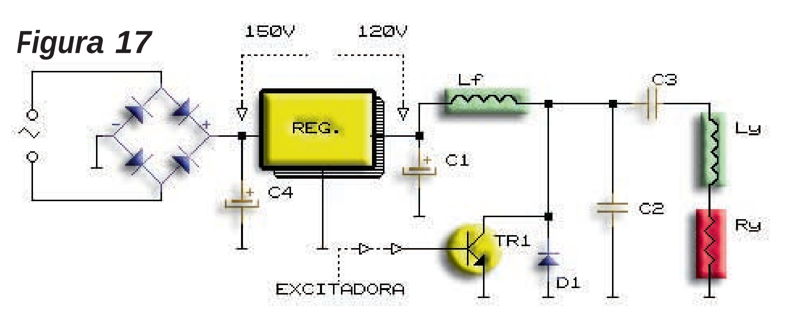
Con respecto al circuito anterior sólo cambia el oscilograma de Vy ya que la tensión al principio del retrazado debe superar en 0,6V a la tensión de fuente E para que el diodo D1 conduzca. Cuando la llave se cierra esta diferencia de tensión se anula. En el dibujo se exageró la barrera del diodo para que sea apreciable ya que si E es de 120V la barrera de 0,6V no podría ser representada a escala.

Este circuito sigue teniendo el grave inconveniente del valor medio no nulo por el yugo y además resalta un problema del tipo práctico insalvable: toda la corriente que circula por el yugo atraviesa el electrolítico C1 que tendría que ser de construcción muy especial para soportar un ripple tan intenso (1,3A de pico) a una frecuencia de 15625Hz.

Un circuito real es un poco más complejo que el descripto, pero cada componente sigue teniendo la misma función específica que tenía en los circuitos básicos (figura 17).

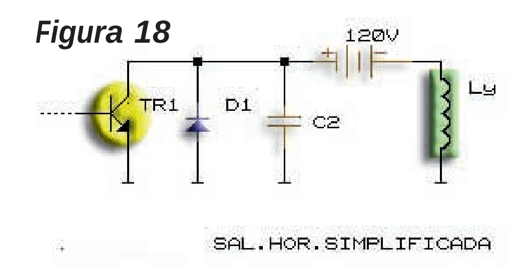
Podemos observar que se agregan LF y C3, y la llave se reemplaza por el transistor TR1. LF es, en realidad, el primario del transformador de alta tensión flyback y C3 es el capacitor de acoplamiento al yugo. Ahora la energía ingresa al circuito por LF desde C1. Cuando el transistor está abierto C3 se carga desde C1. Para cargarse a pleno C3

Figura 17



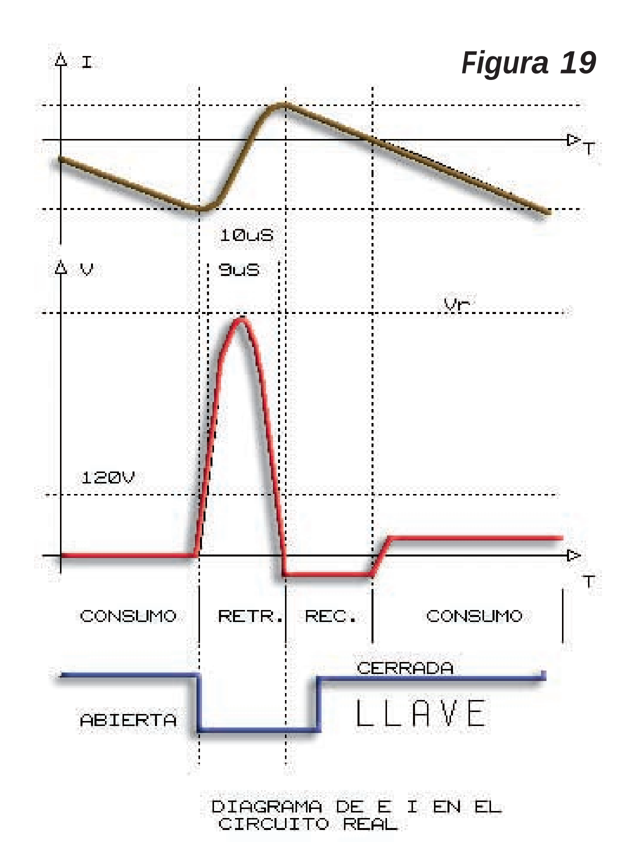
necesita varios ciclos horizontales pero finalmente termina cargándose a la tensión de la fuente. Como su valor de capacidad es alto (entre 2 y 3µF) a todos los efectos puede ser considerado como una batería del mismo valor que la fuente. En un principio puede considerarse que LF no producirá modificaciones en el funcionamiento del circuito por tener un valor de inductancia que por diseño es varias veces superior al del yugo y, por lo tanto, la corriente de colector de transistor se derivará principalmente por la serie C3, Ly y no por LF, por lo tanto, inicialmente lo despreciamos. El circuito de la figura 17 se transforma por lo tanto en el de la figura 18.

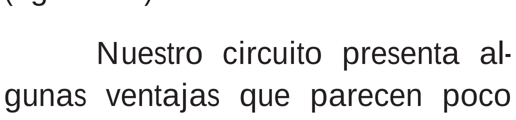
Figura 18



Ahora, cuando TR1 está saturado la fuente queda conectada sobre el yugo y se produce el período de consumo correspondiente a la segunda parte del trazado. Cuando TR1 se abre el yugo tiene su máximo campo magnético y C2 se encuentra descargado. La fuente de 120V (en realidad el capacitor C3) establece una unión para la corriente alterna que se intercambian Ly y C2 y comienza a crecer la tensión sobre C2 y producirá el mismo intercambio energético que en el circuito básico sólo que ahora el pulso de retrazado tiene polaridad positiva que es lo adecuado para la operación de TR1 (figura 19).

Figura 19





Nuestro circuito presenta algunas ventajas que parecen poco importantes pero son fundamentales para un buen funcionamiento. Lo más importante es que la circulación de corriente por el yugo no se cierra sobre el electrolítico de la fuente de alimentación. Por él sólo circulará una parte de la misma que depende de la inductancia del fly-back comparada con la del yugo, ya que ambos componentes están en paralelo, si despreciamos las reactancias de C3 y C1(figura 20).

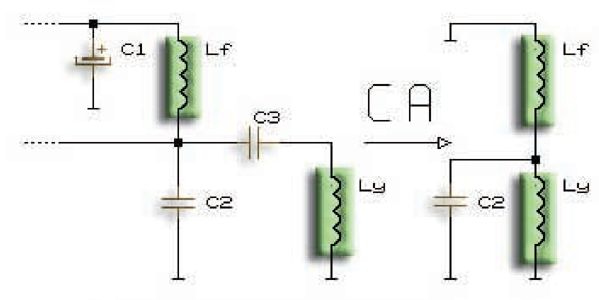


Fig. 20

De este modo preservamos el capacitor C1, evitamos interferencias con la fuente regulada y, como se verá luego, mejoramos la linealidad del sistema que depende de la resistencia en serie con el yugo.

Otra ventaja es que el emisor del transistor queda conectado a masa, lo que facilita su control por base. El agregado de un inductor (principio del fly-back) es, a la postre, una ventaja ya que de él se extraerá la energía de alta tensión y otras tensiones secundarias al aprovechar que sobre el colector del transistor de salida horizontal (nuestra llave TR1) se generan tensiones superiores a 1kV.

LA SOBRETENSIÓN EN EL TRANSISTOR DE SALIDA HORIZONTAL

Con los datos que tenemos se pueden calcular los valores de C2 y la tensión de pico sobre él, lo que nos permitirá entender más profundamente el funcionamiento del sistema. Ya sabemos que la inductancia del yugo es del orden de 2,5mHy, también sabemos que el período de retrazado es de unos 10µs. Con estos datos ya se puede calcular el valor de C, al utilizar la conocida fórmula de Thompson para la resonancia de L y C.

La frecuencia de retrazado tendrá un período de 20µs, ya que el semiperíodo es de 10µs. En efecto la frecuencia de retrazado se calcula como F= 1/T = 1/20µs = 0,05MHz o 50kHz en forma aproximada.

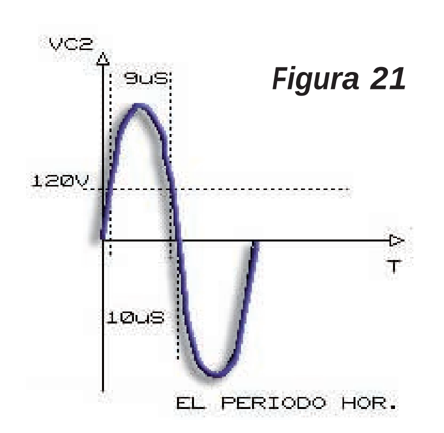


Figura 21

En realidad el tiempo de retrazado de 10µs corresponde a un valor superior al semiperíodo de retrazado ,ya que no corresponde al pasaje por cero de la tensión sobre el capacitor, sino el pasaje por la tensión de fuente (alrededor de 120 V). Ver la figura 21.

Si consideramos este error de cálculo, la frecuencia es de aproximadamente 55 kHz. Ahora, aplicando la fórmula de Thompson y la ley de Ohm para corriente alterna se puede obtener el valor del capacitor de retrazado y la tensión de pico sobre él, que no es otra cosa que la tensión de retrazado. Ver figura 22.

FORMULA DE THOMPSON $F = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}}$

PROCESO PARA DESPEJAR C

$$F^2 = \frac{1}{(2\pi)^2\ L.C} \qquad C = \frac{1}{(2\pi.F)^2.L}$$

REEMPLAZANDO VALORES PARA NUESTRO CASO

$$C = \frac{1}{(6,28.55000)^2.0,0025} = 3300\ pF$$

LEY DE OHM PARA CA

$$V = I.Xc \qquad \text{CON } Xc = \frac{1}{2\pi.F.C}$$

$$V = \frac{I}{2\pi.F.C} = \frac{1,5}{6,28.55000.3300.10^{-12}}$$

V pico = 885 V

CALCULO DE V DE RETRAZADO

Figura 22

La Conmutación de TR1

En un estudio completo de la etapa de salida horizontal no puede faltar un análisis de la potencia instantánea puesta en juego. En principio el transistor parece no disipar potencia; en efecto, para que se disipe potencia es necesario tener al mismo tiempo tensión y corriente.

En nuestro circuito tenemos que la corriente del yugo circula alternativamente por el diodo recuperador, el transistor y luego el capacitor de retrazado, según se puede observar en la figura 23. En el período de consumo sobre el transistor tenemos aplicada una tensión constante de alrededor de 1V (saturación) y la corriente tiene una forma en diente de sierra desde 0 hasta 1,5 amp. Esto significa que la potencia producto de V.I variará también en forma de diente de sierra. Ver la figura 24.

En los casos prácticos se pueden esperar períodos de recuperación del 30%, de consumo del 52%

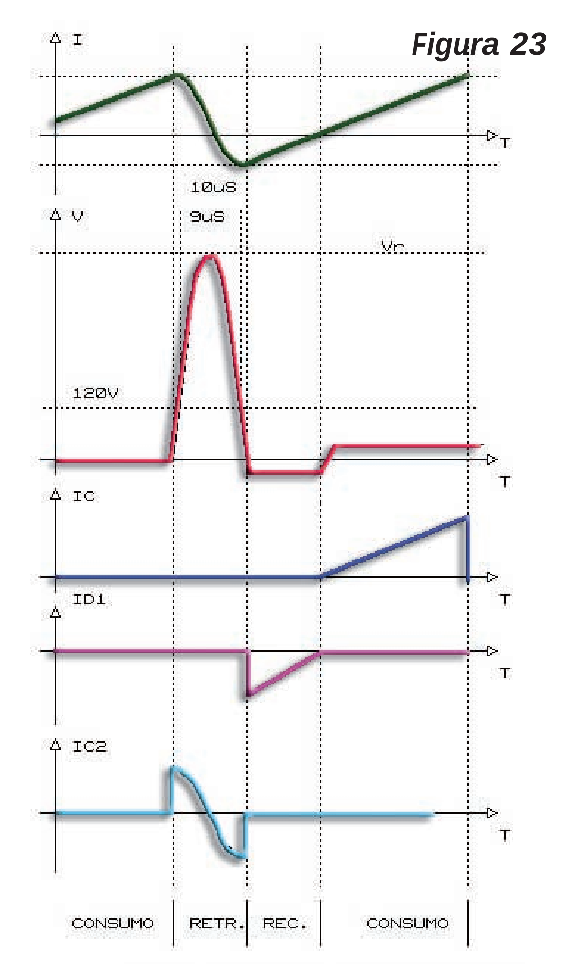


Figura 23

LAS CORRIENTES DE LA SALIDA HOR.

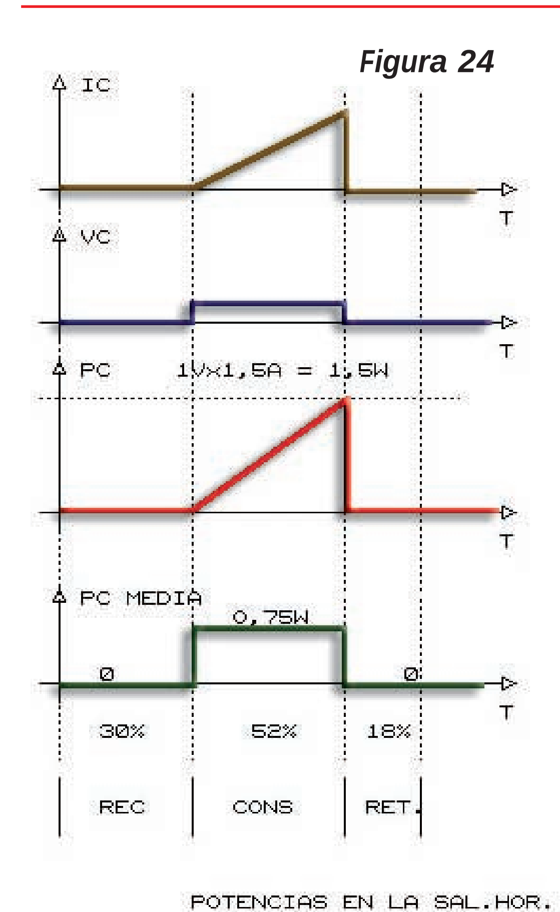


Figura 24

y el resto de retrazado del 18%. Esto significaría un consumo del orden del 0,75W . 0,52 = 0,35W prácticamente despreciable. En realidad, la disipación en el transistor es mucho mayor.

Ocurre que nosotros analizamos al transistor como una llave ideal que se abre instantáneamente en el comienzo del retrazado, cuando le llega a la base la orden de cortar la conducción de colector.

El caso real es muy distinto, el transistor se corta lentamente y sigue circulando corriente de colector mientras la tensión de colector comienza a aumentar rápidamente debido a la acción del retrazado. Este período de conmutación del orden del 2% de período horizontal es el que genera el calor en el transistor de salida y, por lo tanto, deberá minimizarse si se pretende construir un circuito confiable y de alto rendimiento. Ver la figura 25.

Por lo tanto, debemos analizar en profundidad cómo debe ser la señal de base para lograr que el transistor conmute en el menor tiempo posible. Por otro lado, es conveniente conocer este tema de la excitación con mucho detalle porque no sólo se aplica en la salida horizontal sino también en muchos otros circuitos, incluidas las fuentes conmutadas.

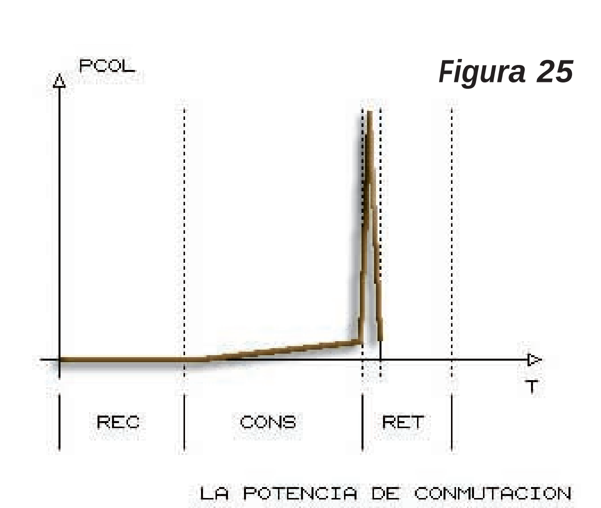


Figura 25

Debido a lo extenso del tema, el mismo será tratado en varias entregas; en la próxima, agregando los bobinados auxiliares del fly-back, se completara la etapa de salida y se explicará la necesidad de los circuitos de linealidad, ancho y correcciones geométricas.

CONFIGURACIONES CIRCUITALES DE LA ETAPA DE SALIDA HORIZONTAL

INTRODUCCIÓN

El primario del fly-back cumple con la función indicada en la entrega anterior. Pero ésa es sólo una de las funciones del mismo. Es conveniente al estudiar el fly-back, dividirlo en tres partes, que llamaremos primario, secundario y terciario. El primario conectado entre la fuente de tensión regulada (en general en el orden de los 120V en un TV color) y el colector del transistor de salida, es el que provee energía al fly-back. Los secundarios se encargan de generar las bajas tensiones del orden de los 12 y 24V que alimentan al resto del TV. El terciario se encarga de generar la alta tensión para el ánodo final del tubo y la media tensión para el electrodo de foco.

Realmente parecería que la función del fly-back es extremadamente simple para considerarla especialmente, pero son tan particulares sus características que este componente es el punto crítico de la mayoría de los TVs actuales y antiguos.

Además la tecnología de este componente es una de las que más cambios sufrió desde los comienzos de los TV valvulares a la fecha.

CARACTERÍSTICAS DEL PRIMARIO DEL FLY-BACK

El primario del fly-back debe operar prácticamente como un inductor ideal de inductancia infinita.

En efecto, de la teoría se deduce que su función es acoplar la corriente continua de la fuente de salida horizontal al capacitor de acoplamiento del yugo, y queda claro que su inductancia debe ser 4 ó 5 veces mayor que la del yugo para que no se incremente la corriente de colector del transistor de salida horizontal.

Por otro lado, el primario debe soportar una corriente media importante (del orden de los 0,8 ampere) y esto junto a la frecuencia de trabajo elevada (unos 50kHz y sus armónicos) hace que el núcleo tenga una forma característica en doble C con un entrehierro importante, del orden de los 0,10 a 0,20 mm.

Por lo general, el primario ocupa la parte del carretel más cercana al núcleo y está formado por unas pocas vueltas de alambre grueso, que debe soportar una elevada tensión de trabajo, desde unos 250V en los TV transistorizados de B y N hasta 1200V en los TV Color de pantalla amplia.

LOS BOBINADOS SECUNDARIOS DEL FLY-BACK

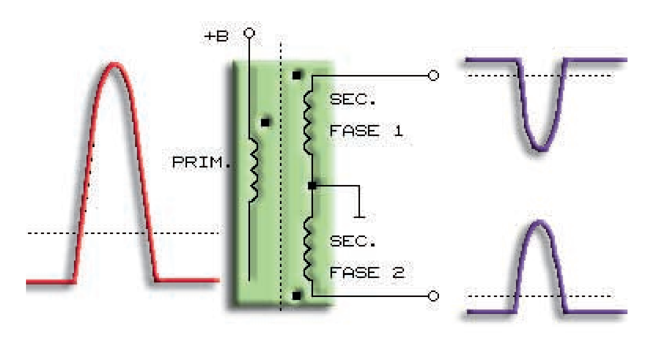


Figura 26 FASE DE LOS BOBINADOS SECUNDARIOS

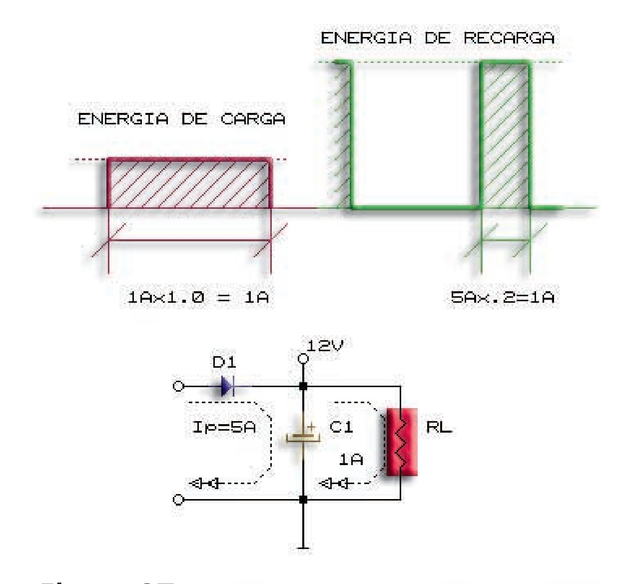


Figura 27 CONDUCCION DE UN DIODO SECUNDARIO

Los bobinados secundarios generan las bajas tensiones necesarias para alimentar todas las etapas del TV. En general los TV modernos se alimentan con fuentes de 24V (salida vertical), 12V (sintonizados FI, procesadores de LUMA CROMA, etc.) y 5V (todas las secciones digitales). Los consumos no son nada despreciables; en los tres casos están en el orden del Ampere. Como la forma de señal del primario no es simétrica es posible elegir la fase del secundario (vea la figura 26).

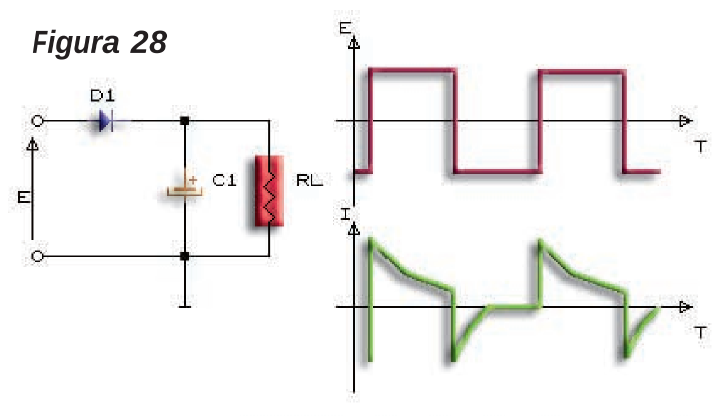
La elección de la fase es importante para el establecimiento de los parámetros del circuito. Si consideramos que la corriente consumida por la carga es, por ejemplo, de 1A al usar la fase 1 donde la corriente por el diodo sólo dura el 20% del tiempo se obtienen co-

rrientes de pico de 4A para lograr el equilibrio energético (figura 27). Las solicitaciones del diodo D1 son exageradas si consideramos la frecuencia de trabajo del sistema de 15625Hz, que si bien no es exageradamente alta puede producir problemas de conmutación.

El lector conoce, por supuesto, el funcionamiento de un diodo ideal. Cuando a un diodo ideal se le invierte la tensión aplicada de inmediato cesa la circulación de corriente. En cambio, en un diodo real, al invertir la tensión abruptamente se produce una circulación de corriente inversa debido a los efectos capacitivos del diodo; consecuencia de la velocidad finita de recombinación de portadores en un semiconductor.

Un diodo tiene diversos parámetros: corriente de pico repetitiva, tensión inversa máxima y otros correspondientes a las condiciones de CC pero también posee parámetros relacionados con su uso de alta frecuencia que son los tiempos de conmutación. En síntesis, luego de invertir la tensión aplicada, el diodo sigue cerrado durante un período que depende del tiempo de conmutación del mismo. Ver figura 28.

Figura 28



El rendimiento de este simple circuito rectificador es función de la relación entre la corriente directa y la inversa tanto, en lo que respecta al valor de pico como al tiempo en que cada una está presente. Más sencillamente depende del valor medio de la corriente directa e inversa, ya que mientras una carga al capacitor, la otra lo descarga.

Esto significa que a medida que aumenta la frecuencia (para un cierto diodo) se reduce la tensión de salida llegando inclusive a desaparecer y todo ello debido a que el tiempo de apagado es fijo y cuando mayor es la frecuencia más influye en el período en el que realmente el diodo está abierto.

Por supuesto que en la actualidad existe una gran variedad de diodos rectificadores que manejan frecuencias de hasta algunos MHz. En nuestro caso la frecuencia de repetición de la señal de retrazado es de 15.625Hz que ya es suficientemente alta como para requerir diodos especiales.

Si al reparar un TV se conecta un diodo de los llamados lentos (destinados a rectificadores de red tal como el 1N4002) en lugar de un diodo rápido, se comete un grave error que trae como consecuencia una reducción de la tensión secundaria rectificada, un calentamiento del diodo por la pérdida de rendimiento y posiblemente un mal funcionamiento de toda la etapa de salida horizontal.

Aunque parezca extraño colocar un diodo ultra rápido (SCHOTTKY) también produce inconvenientes. Ocurre que la corriente al cortarse muy rápidamente produce ondas electromagnéticas que son irradiadas por el diodo y el circuito impreso asociado. Por este motivo los diodos utilizados en el secundario del fly-back pertenecen a una categoría especial denominada SOFT RECOVERY (la traducción literal sería "recuperación suave") en tanto que los utilizados, por ejemplo, en las fuentes pulsadas de alta frecuencia se llaman de FAST RECOVERY (recuperación rápida).

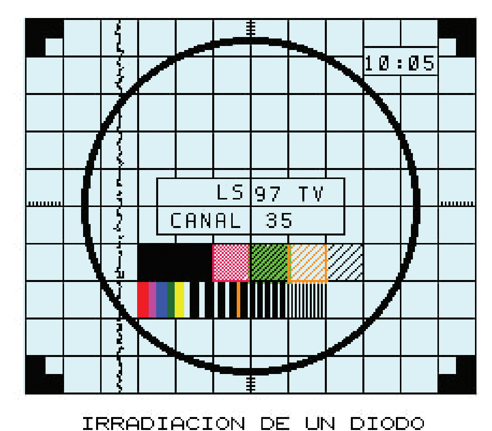


Figura 29

A pesar de utilizar los diodos adecuados, la irradiación de los mismos en el momento del apagado sigue existiendo y se materializa en forma de una línea de ruido vertical, cuya presencia suele pasar inadvertida cuando se produce durante el retrazado horizontal, en tanto que suele ser visible cuando ocurre por irradiación del diodo recuperador (esta línea es más notable cuando menor es la señal de antena). Ver figura 29

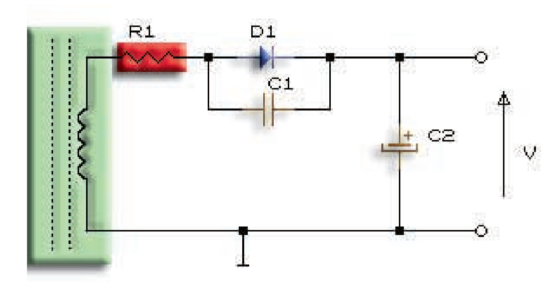


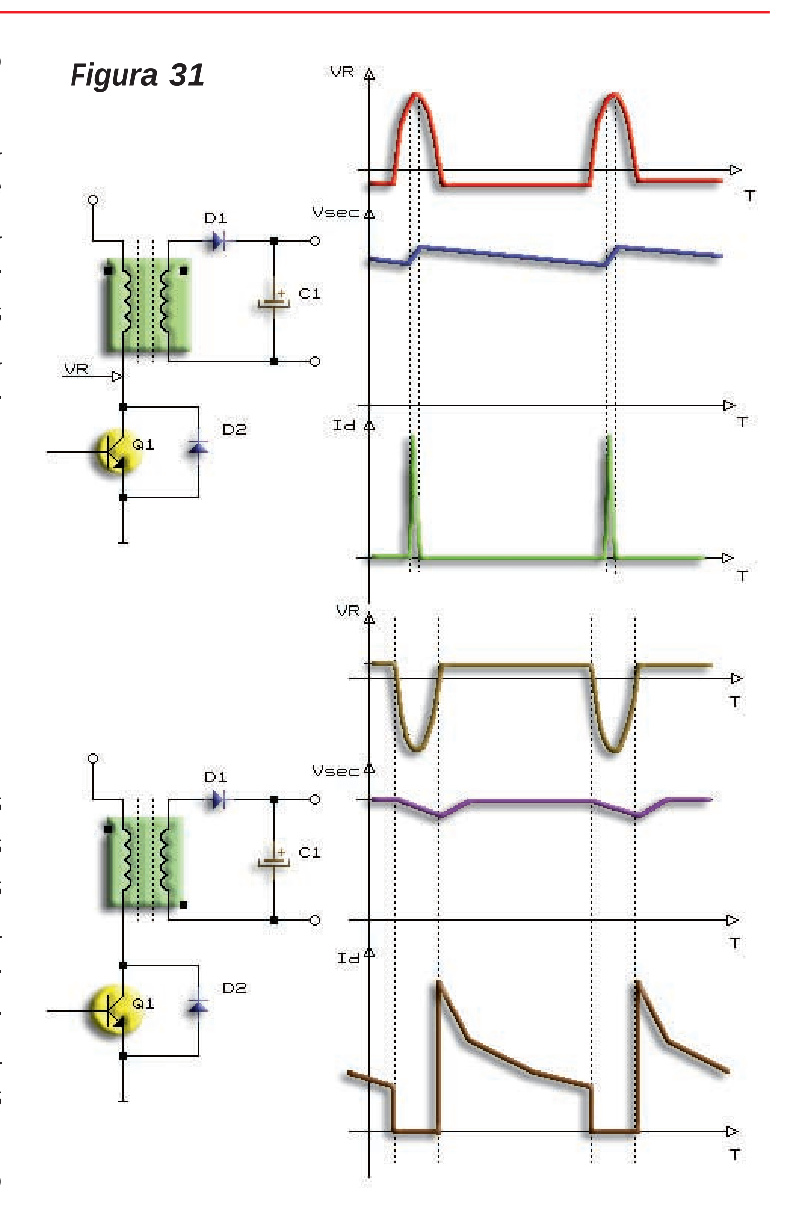
Figura 30

Sin embargo, sin ser visibles, la irradiación de los diodos del secundario puede producir inestabilidad del sincronismo horizontal y, por lo tanto, se agregan capacitores y resistores cuya función es confinar la circulación de corriente de alta frecuencia al propio diodo y evitar la irradiación por el circuito impreso. Ver figura 30

Si bien la orientación del diodo determina siempre la polaridad de la tensión de salida, el sentido del bobinado secundario determina que el diodo esté conduciendo durante el trazado o durante el retrazado (figura 31). La segunda versión es la más utilizada, porque en ella es menos importante el tiempo de apagado o recuperación debido al mayor tiempo de circulación de la corriente direc-

ta. Sin embargo, el diodo es sometido a una tensión inversa mayor (5 veces la tensión rectificada) que complica el uso de esta disposición cuando se deben rectificar tensiones elevadas (por ejemplo la tensión de fuente de la salida de video).

Figura 31



GENERACIÓN DE ALTA TENSIÓN

Quizás, uno de los componentes que más cambios sufrió desde los TVs transistorizados hasta la época actual, es el fly-back sobre todo en su sección generadora de alta tensión. Didácticamente es conveniente analizar el funcionamiento siguiendo las transformaciones históricas.

Los primeros fly-back construidos con aislación de papel tienen una estructura similar a un transformador de poder salvo por un hecho: en él deben considerarse las elevadas tensiones del terciario y la alta frecuencia del primario.

Las tensiones que debe proveer un fly-back dependen del modelo de TV considerado. En la figura 32 indicamos los valores aproximados de estas tensiones ya que, por supuesto, su valor exacto cambia con cada marca y modelo de TV. La alta frecuencia del primario involucra un elevado valor de tensión por espira. Esto obliga a realizar el bobinado de alta tensión con una disposición a es-

MODELO	FOCO	ANODO FINAL	SINTONIA
ByN 14"	400V	11KV	3ra
ByN 17"	600V	15KV	3ra
ByN 21"	600V	17KV	3ra
TVC 14"	5KV	24KV	5ta o AS.
TVC 17"	8KV	27KV	5ta o AS.
TVC 27"	8,5KV	30KV	5ta o AS.

Figura 32

TABLA DE TENS. DE FOCO Y ANODO FINAL

piras juntas que forman capas que se aíslan con papel o plástico. Ver figura 33.

En la práctica, cuando se construye un transformador de estas características, ocurre que la capacidad distribuida del terciario y su inductancia de dispersión (inductancia del terciario con el primario en cortocircuito) generan una frecuencia de oscilación propia. Como sabemos el circuito de salida horizontal basa su funcionamiento en un hecho que debe cumplirse indefectiblemente: el diodo recuperador debe cerrarse en cuanto la tensión de colector intente superar los -0,6V y recuperar la energía magnética acumulada en el yugo (con el fly-back en paralelo). El agregado del terciario con su propia frecuencia de oscilación (vea la figura 34) genera importantes corrientes espúrias en el circuito.

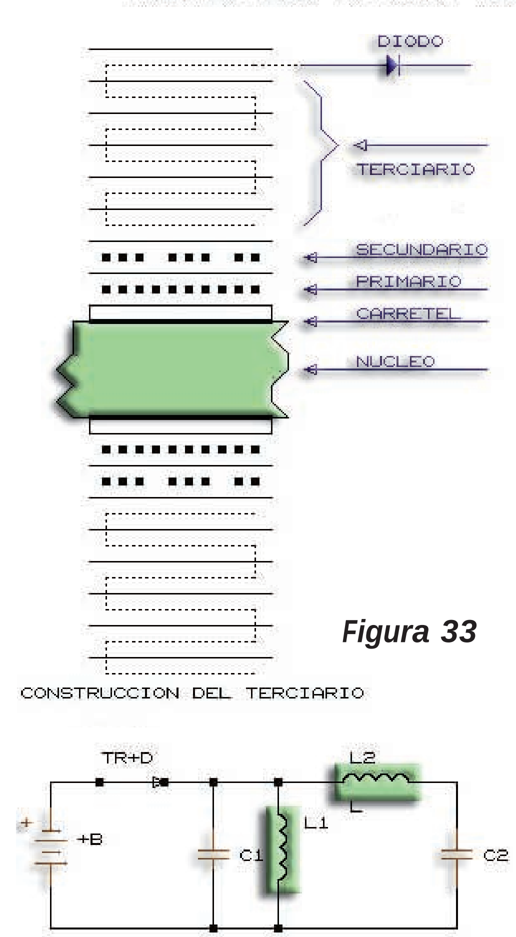


Figura 33

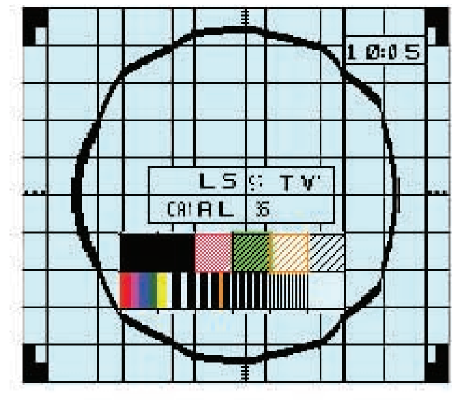
CONSTRUCCION DEL TERCIARIO

Figura 34 SAL.HOR. CON TERCIARIO

En este circuito existen dos pulsaciones características. La principal debido a L1 (yugo+primario del fly-back) y C1 (capacitor de retrazado) y la correspondiente al terciario representado por L2 y C2. En principio la oscilación de L2 C2 sólo afecta el circuito durante el retrazado, en tanto que la impedancia de la llave TR+D y la fuente de alimentación sean nulas.

Como esto no ocurre, en la realidad el trazado se ve afectado por la modulación de tensión de la fuente y la caída en la llave, esto producirá un efecto que se llama modulación de velocidad del haz (figura 35).

Existen dos maneras de evitar la modulación de velocidad llamadas sistema por sintonía de tercera o quinta armónica y sistema asincrónico. Para el tipo de construcción indicada hasta aquí se impone el uso de la sintonía de tercera armónica.



MODULACION DE VELOCIDAD

Figura 35

En los sistema sintonizados se trata de ajustar la frecuencia de oscilación del terciario de manera tal que al cerrarse la llave no exista energía acumulada en el mismo. Esta sintonía se consigue al variar la capacidad distribuida del terciario por variación de la cantidad de espiras por capa. En los televisores de blanco y negro se utilizaba siempre sintonía de tercera armónica que produce una tensión de retrazado, característica que se puede observar en la figura 36. En estos casos, el bobinado de alta tensión se completaba con un diodo rectificador consistente en una serie de alrededor de 100 diodos del tipo silicon montados en un tubo de un material cerámico con un casquillo metálico en cada punta (figura 37).

Figura 36

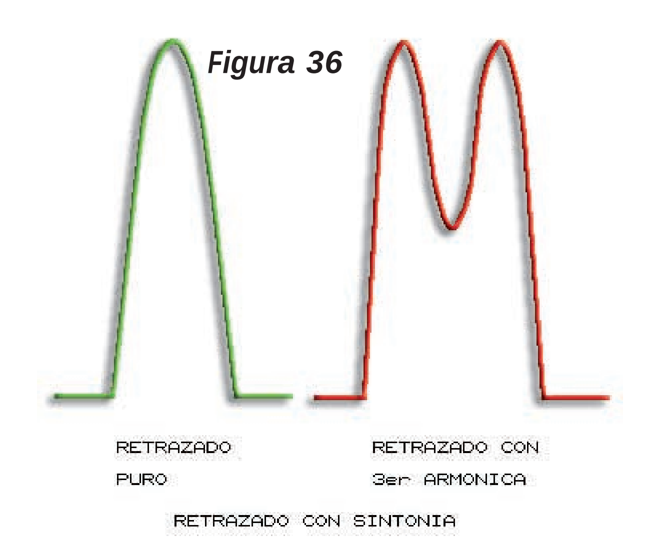


Figura 37

EL DIODO DE ALTA TENSION

El capacitor de alta tensión no existe como componente individual sino que forma parte del tubo.

El ánodo final del tubo se continúa en una pintura metálica que recubre el interior de la campana de vidrio. La misma campana de vidrio está pintada externamente con una pintura de carbón que se conecta a masa con una malla metálica (figura 38).

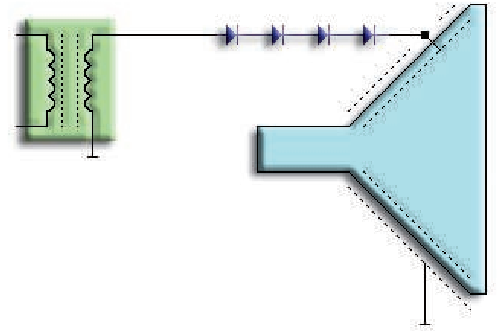


Figura 38

EL CAPACITOR DE ALTA TENSION

EL TRIPLICADOR

En los TVs color se debe generar una AT del orden de los 25kV o más y entonces el simple expediente de utilizar un rectificador serie no es suficiente ya que sería imposible diseñar un terciario con una tensión pico tan alta. Por otro lado la tensión de primario es del orden de los 900 V en lugar de los 250V típicos de un B y N de 17''. Todo esto contribuye a que el generador de AT de los TV color difiera grandemente de aquel destinado a los B y N.

También es importante considerar aquí otra característica de los TV color y es el hecho de necesitar una tensión de foco elevada del orden del 20% al 30% de la AT (los tubos antiguos llamados de foco bajo requieren el 20%, los más modernos o de foco alto el 30%).

Históricamente los triplicadores eran un componente individual que se colocaba en las cercanías del fly-back y se conectaban al terciario del mismo. Como su nombre lo indica, tienen la capacidad de elevar la tensión del fly-back al utilizar diodos y capacitores. Su principio de funcionamiento se basa en el doblador de tensión, por lo tanto, es momento de estudiar este circuito.

El rectificador más comúnmente utilizado en electrónica es el rectificador serie que ilustramos en la figura 39 junto con las formas de ondas asociadas a un fly-back (no consideramos la distorsión de sintonía por comodidad de dibujo).

El lector pensará que siendo éste un circuito tan conocido, no tiene mayor sentido estudiarlo. Sin embargo, a pesar de su sencillez tiene características que deben ser analizadas. Como primera medida, cuando se le pregunta a un alumno ¿cuándo conduce el diodo?, siempre contesta: durante el semiciclo positivo de V1 y eso no es totalmente cierto. La respuesta correcta es cuando D1 tiene la polaridad correcta para conducir y eso ocurre sólo en una pequeña parte del semiciclo positivo; dependerá de los valores de C1 y de la carga. Ocurre que el primer semiciclo carga a pico al capacitor C1 pero luego en el resto del período C1 se

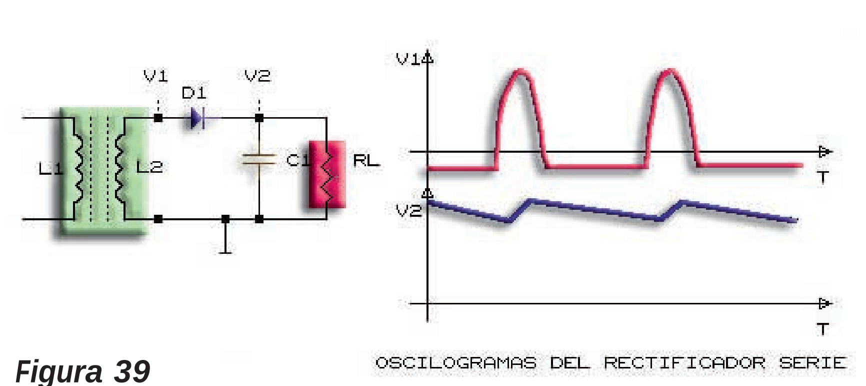


Figura 39

descarga sobre RL. Por lo tanto, cuando llega el siguiente pulso positivo C1 conserva una buena parte de la tensión de carga inicial y la conducción comienza sólo un poco antes del máximo. Apenas el capacitor se carga a pico la tensión V1 comienza a reducirse y el diodo queda en inversa dejando de conducir. Por lo tanto sólo conduce un pequeño tiempo coincidente con el semiciclo positivo pero mucho más corto que él.

Si el lector cree que ya domina el funcionamiento del circuito, le vamos a agregar un capacitor y le vamos a preguntar si cree que el capacitor agregado modifica la tensión de salida V2 (figura 40).

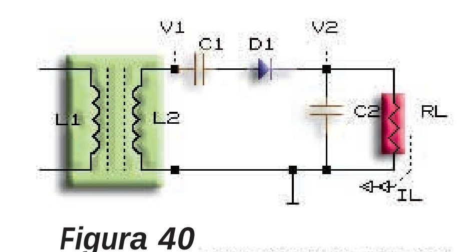


Figura 40 AGREGADO DE UN CAP.

En principio parecería que el agregado es inocuo, ya que el transformador entrega CA y el capacitor la acopla al diodo. Sin embargo, le aseguramos que la tensión V2 será nula y lo vamos a demostrar por el absurdo. Si V2 existe significa que por RL circula una corriente continua IL; esta corriente tiene que cerrar el circuito por algún lado. Es evidente que no puede ser por C2. Tampoco por el circuito serie L2, C1 y D1 ya que C1 no le permite el pasaje de CC. Por lo tanto, si la corriente continua no puede circular, sobre RL no podemos tener tensión. Cuando desconectamos C1 todo vuelve a la normalidad, ya que la corriente continua circula por D1 vía el secundario del transformador L2.

Pero ¿qué ocurre si un circuito presenta una salida capacitiva y es necesario rectificarla? En este caso se recurre al rectificador paralelo que se observa en la figura 41.

El diodo D1 no permite que la tensión alterna sobre él pase a valores negativos. Con estos valores él conduce y carga al capacitor C1 con una tensión conti-

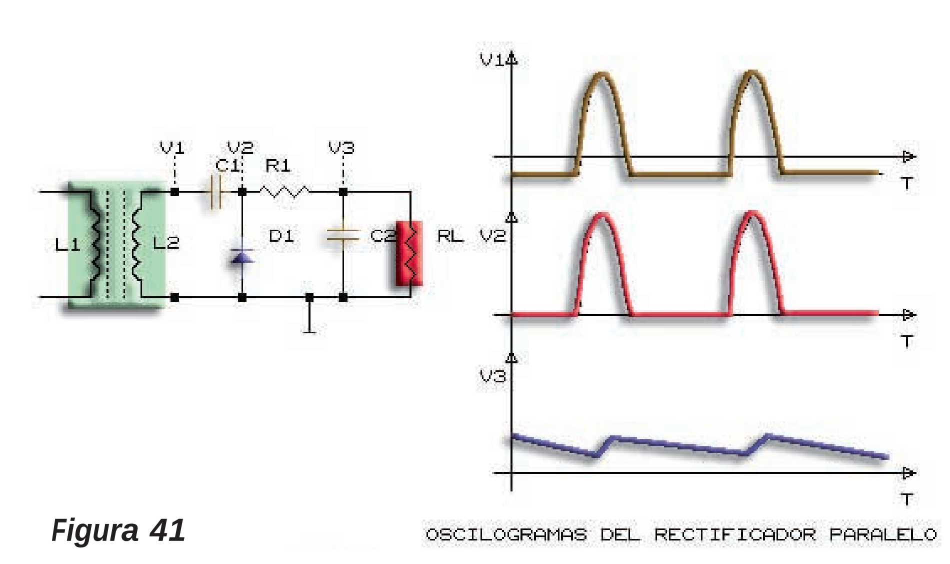


Figura 41 OSCILOGRAMAS DEL RECTIFICADOR PARALELO

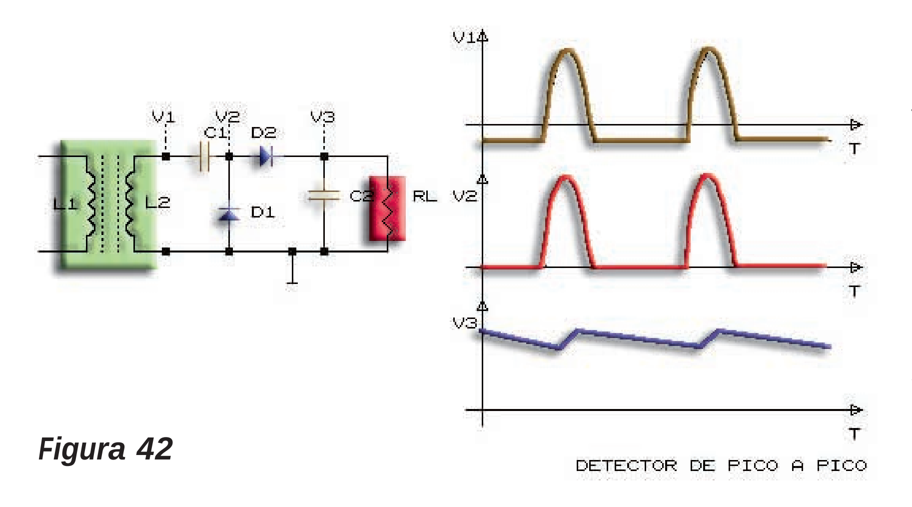


Figura 42

nua que levanta todo el oscilograma V2 por encima del eje cero. Luego la red de filtrado R1C2 permite recuperar el valor medio de la tensión V2 que es igual a la tensión de carga de C1. Queda claro que este circuito no rectifica el valor de pico de V1. Por otro lado, la corriente continua de la carga circula por D1 y R1 sin inconvenientes. Una modificación del rectificador paralelo nos permite aplicar a la carga una tensión igual al valor pico a pico de V1. To-

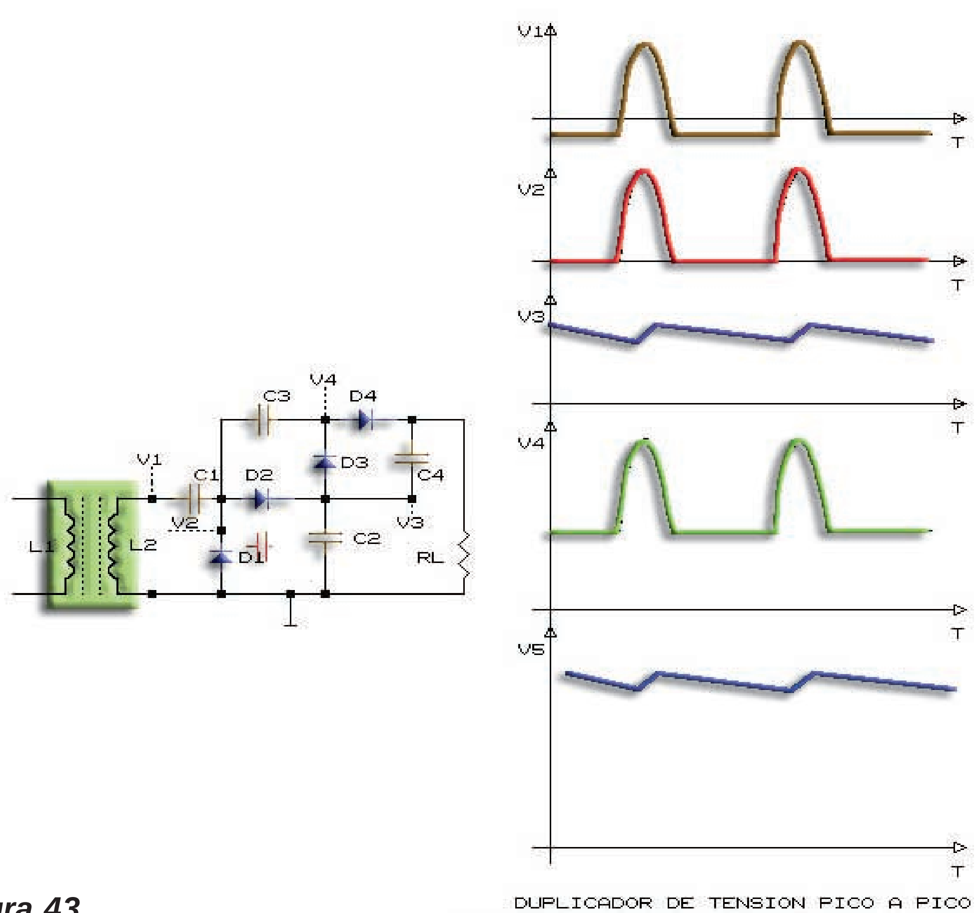


Figura 43

do consiste en reemplazar R1 por un diodo tal como se observa en la figura 42. D2 y C2 forman un rectificador serie que rectifican el pico de V2 y cargan a C2 con el valor pico a pico de V1. Este circuito se llama doblador de tensión aunque en el caso que nos ocupa dada la asimetría de la CA no llega a duplicar el valor que obtendríamos con un rectificador serie. El nombre se deriva del caso más común en donde se trabaja con formas de onda senoidales (y por lo tanto simétricas). Lo más interesante del doblador es que permite conectar otro par de diodos con el fin de elevar aun más la tensión de salida (figura 43) Simplemente, D1 y D2 con C1 cargan a C2 con el valor pico a pico de V1. Luego D3 y D4 cargan el capacitor C4 con el mismo valor pico a pico de V1, pero como todo este circuito agregado está referido a la tensión C2, sobre la serie de C2 y C4 obtenemos el doble de la tensión de pico a pico de V1. Antes de continuar debemos aclarar un problema con respecto a los nombres de los circuitos. Al dispositivo utilizado en los TV color se lo llama triplicador porque triplica el valor pico a pico de la tensión del fly-back. Al dispositivo mostrado en la figura 43 se lo llama duplicador porque duplica la tensión pico a pico del fly-back, en tanto que al circuito de la figura 42 se lo llama detector de pico a pico aunque su nombre más común es el de doblador de tensión, cuando se usa en circuitos de fuente de alimentación de 50/60Hz.

El circuito interno de un triplicador comercial puede observarse en la figura 44 y no es más que el agregado de una nueva celda al conocido circuito duplicador y una modificación en la manera de dibujarlo. La tensión de foco de un TV color, debe ser ajustada con precisión y esto acarrea diferentes versiones de triplicadores, que incluyen resistores especiales para alta tensión.

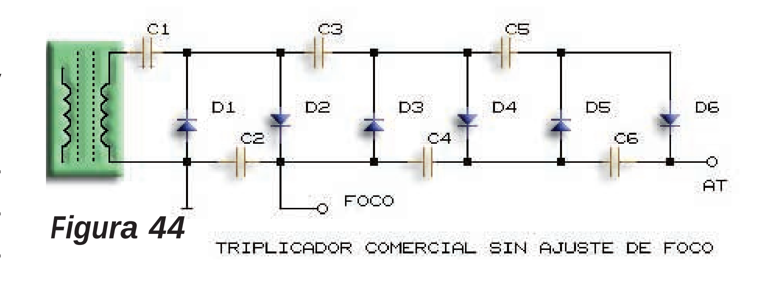


Figura 44

Como la salida de AT debe ser de 27kV aproximadamente, el fly-back entrega una tensión pap de 9kV y en la primera celda se obtiene una tensión continua de 9kV (el 30% de la AT) que debidamente atenuada se utiliza

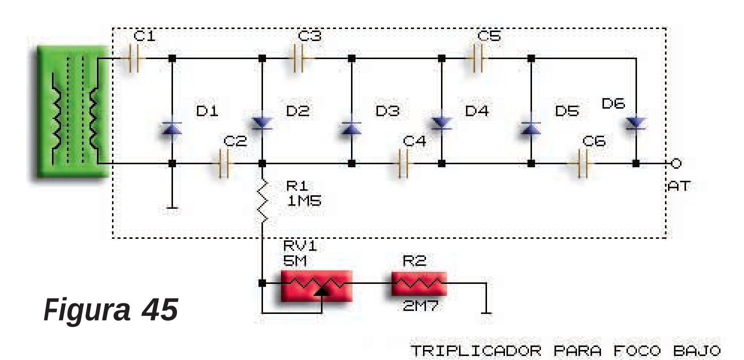


Figura 45

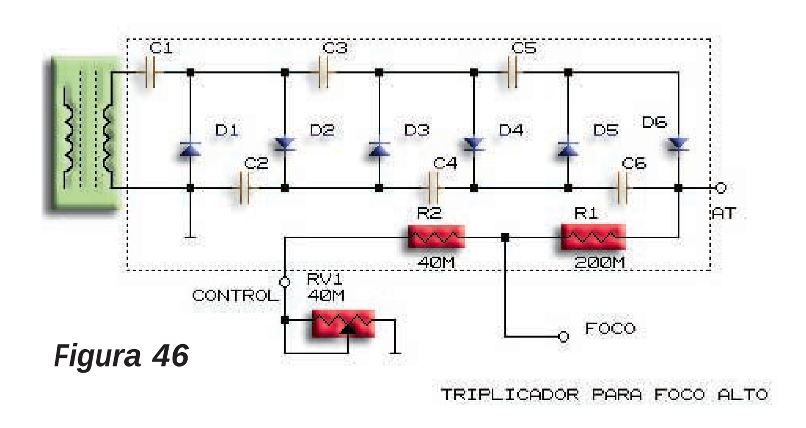


Figura 46

para el control de foco de los tubos de foco bajo (figura 45). Para los tubos de foco alto, la tensión de salida debe variar en el orden de los 9kV y entonces se recurre a una red resistiva más compleja conectada sobre la salida (figura 46).

EL FLY-BACK CON TRIPLICADOR

INTRODUCCIÓN

La etapa de salida horizontal de un TV es una etapa sintonizada. La transferencia de energía durante el retrazo se realiza entre el capacitor de sintonía y el yugo en forma senoidal y en ese momento no existe ningún otro componente activo involucrado. Como el primario del fly-back queda conectado sobre el yugo, ambos participan de la sintonía. Todos los bobinados acoplados al primario pueden, por lo tanto, modificar la sintonía, pero entre todos se destaca el terciario de AT que, por su tamaño, tiene una frecuencia de autorresonancia del orden de los 500kHz. Es decir que el circuito tiene más de una pulsación (más de una frecuencia de resonancia) y la forma de onda ya no es un semiciclo sinusoidal puro sino que contiene una componente de orden superior, tal como se puede apreciar en la figura 47.

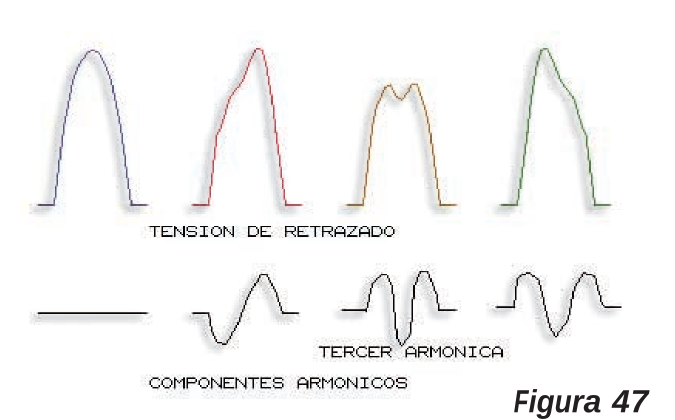


Figura 47

LA SINTONÍA DE TERCERA ARMÓNICA

En la época de los televisores transistorizados de blanco y negro, la necesidad de obtener entre 15 y 18kV de alta tensión llevaba a una solución con un terciario y un rectificador de AT. En estos casos, la frecuencia de resonancia propia del terciario era tal que por simple construcción la autorresonancia se encontraba cercana a la tercera armónica de la frecuencia de retrazado. Por lo tanto, los fabricantes de fly-back eligieron esta armónica con las ventajas que pasamos a enumerar: A) menor tensión de retrazado, B) mayor tensión en el terciario, C) facilidades de fabricación. La menor tensión de retrazado era imprescindible para poder usar los transistores de esa época que no tenían más que 300V de máxima tensión C-E; cuando el circuito bien sintonizado llegaba a 250V de tensión de retrazado.

Las condiciones de fase entre el primario y el terciario son tales, que la componente de tercera armónica, que reduce el máximo del primario, refuerza el máximo de secundario, y se logra mayor tensión extra-alta (figura 48).

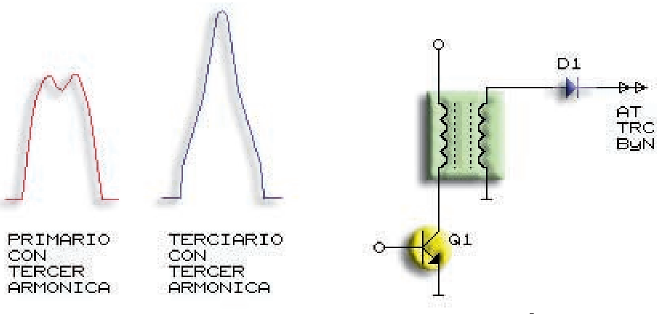


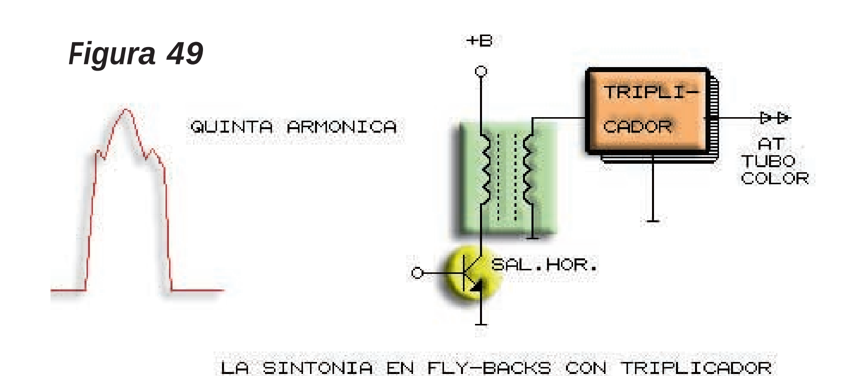
Figura 48
TENSIONES EN EL TERCIARIO

Una adecuada sintonía no sólo es necesaria para componer una adecuada forma de onda en el colector del transistor de salida; si la sintonía no cumple con estrictas condiciones de frecuencia y fase, la energía acumulada en el segundo circuito sintonizado, formado por la inductancia y la capacidad del bobinado de alta tensión, continúa intercambiando energía durante el período de trazado y provoca un defecto en la imagen, llamado efecto cortina o modulación de velocidad del haz. Este efecto se genera en la resistencia equivalente del transistor de salida durante la saturación, momento en que opera como una llave cerrada, que en la práctica tiene un valor de algunos ohms.

LA SINTONÍA DE QUINTA ARMÓNICA

En los comienzos de la TVC se observó que los valores de alta tensión requeridos por el tubo (27kV) hacían impensada la rectificación simple de un bobi-

Figura 49



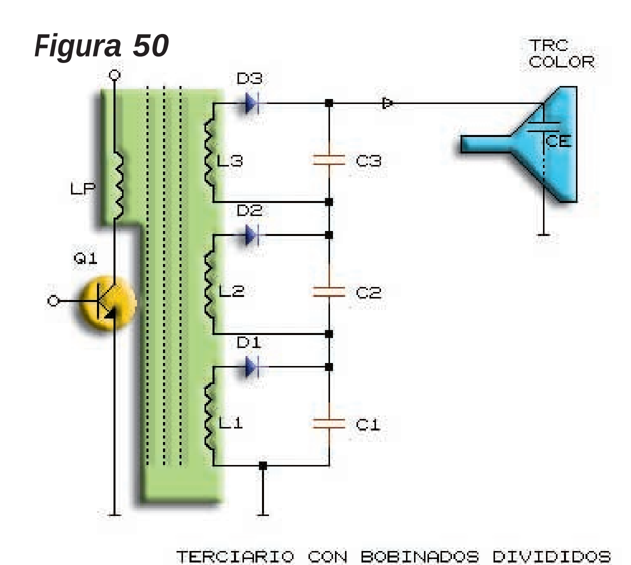
nado del fly-back. Se requirió entonces el uso de triplicadores y el fly-back sólo debía generar alrededor de 9 KV. Como la tensión de retrazado era muy superior a la de los TV ByN (1500 V), el factor de sintonía del fly-back pudo llevarse a un valor de 5 veces en lugar de las clásicas 3 veces. Vea la figura 49.

Esta solución se adopta porque la sintonía de quinta armónica permite una construcción menos cuidadosa del terciario y más pequeña, ya que una posible desintonía provoca una menor modulación de velocidad en el barrido.

LOS FLY-BACKS SINCRÓNICOS

La solución de fly-back de quinta armónica y triplicador utilizado durante los primeros años de la TV color adolece de un grave defecto: el tamaño del triplicador y su precio. Por ese motivo los fabricantes buscaron una solución integral: una combinación de fly-back y triplicador en un sólo dispositivo que tiene varias soluciones ingeniosas. Al incluir los diodos en el mismo terciario, se puede adoptar un circuito con bobinado dividido que se muestra en la figura 50.

Figura 50

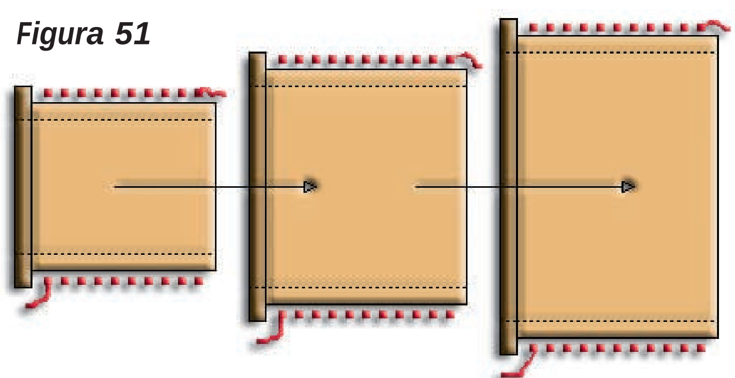


La idea es simple, la sección L1 D1 C1 genera 9 KV sobre C1 que son aplicados al retorno de L2 C2. Ahora la sección L2 D2 C2 genera otros 9kV que se suman a los anteriormente generados.

Por último y de modo similar. La sección L3 D3 C3 generará otros 9kV que sumados a los anteriores producen los necesarios 27kV en el tubo.

NOTA: en realidad se utilizan más de tres secciones pero consideramos sólo tres por simplicidad en el texto y los dibujos.

Figura 51



CONSTRUCC. DE UN TERC. CON CARRETELES CERAMICOS

El sistema básico permite varias soluciones alternativas en cuanto a su construcción. La primera solución adoptada formaba los capacitores C1, C2 y C3 porque utiliza como placa del capacitor a los mismos bobinados. Para ello los bobinados se realizan sobre unas formas de material cerámico de alto coeficiente dieléctrico que por tener diferente diámetro podrán incluirse una dentro de otra (figura 51). Luego de incluirse cada forma pequeña en la más grande de la derecha, se unen los bobinados por intermedio de los diodos y quedará construido un circuito equivalente, como el mostrado en la figura 52 en donde los puntos son las espiras de cobre mostrados en corte. La construcción propuesta muestra excelentes resultados y un factor de sintonía suficientemente elevado (unas 12 veces) como para que no sea necesario preocuparse por la modulación de velocidad que provoca. Este fly-back

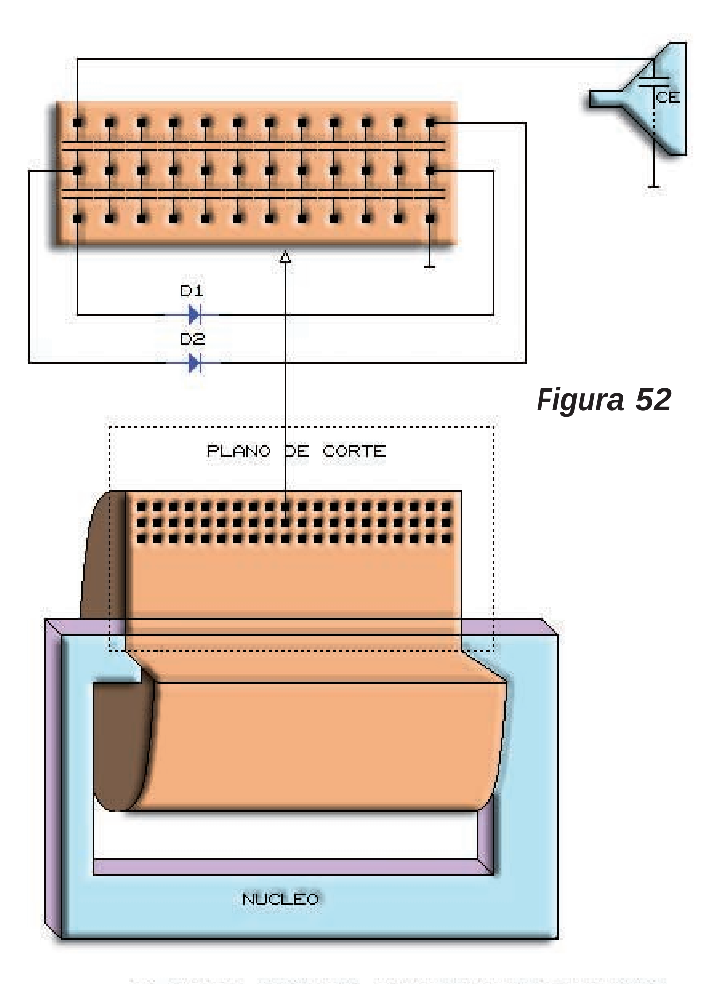


Figura 52

PLANO DE CORTE DEL FLY-BACK POR SECCIONES

recibe, por lo tanto, el nombre de asincrónico. Pese a sus excelentes características y a su elevada confiabilidad, el sistema propuesto adolece de una falla insalvable: el precio de las formas cerámicas y su fabricación en varias piezas que deben integrarse posteriormente. Por otro lado, el factor de sintonía de 12 veces no es lo suficientemente alto como para despreciar sus efectos.

En la búsqueda de soluciones más prácticas los fabricantes japoneses idearon una construcción más económica utilizando lo que llamaron forma ranurada de nylon que permite construir bobinas de una sola espira por capa. En efecto, lo que se busca es la menor capacidad entre las capas del bobinado terciario para elevar más aun el factor de sintonía, esto significa realizar muchos bobinados angostos de pocas espiras por capa. En el límite nos encontramos con bobinados de una sola espira por capa, es decir, con forma de espiral divergente (como el surco de un CD). En una palabra que la simetría cilíndrica de los bobinados del fly-back se cambia por la simetría en discos acoplados flojamente unos a otros (figura 53).

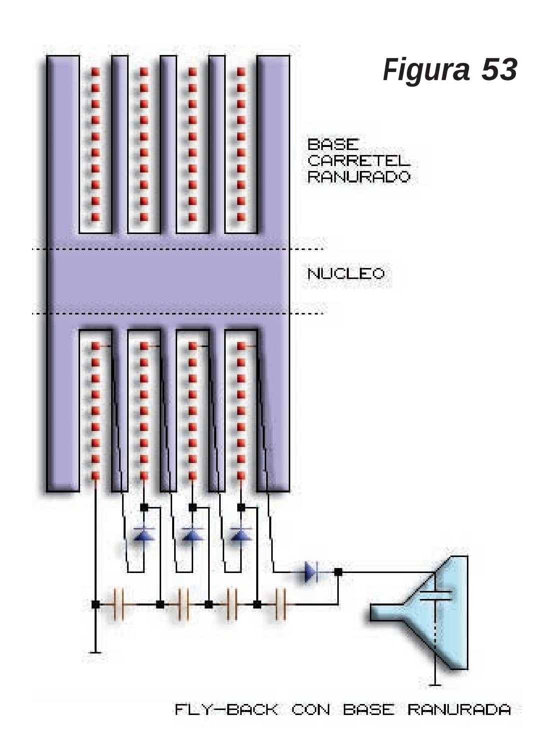


Figura 53

Como el material de la forma no tiene un elevado coeficiente dieléctrico se recurre a la utilización de capacitores de alta tensión convencionales. Todo el conjunto una vez construido se ubica en un encapsulado plástico que se rellena con resinas epoxies en una autoclave (máquina que produce vacío para retirar el aire húmedo de los bobinados).

EL FLY-BACK DE FOCO INTEGRADO

A este nivel de integración sólo queda por ubicar los potenciómetros correspondientes al foco y al corte de haz, para tener en un solo conjunto a todos los componentes delicados por alimentarse con tensiones elevadas.

La solución se encontró fabricando un circuito integrado de película gruesa con pistas de carbón sobre una placa de material especial para alta tensión que opera como una tapa del encapsulado del fly-back (figura 54). Posteriormente se agrega una nueva tapa que contiene los ejes plásticos de los potenciómetros y los cursores de bronce plateado que realizan un contacto en el centro del carbón y sobre las correspondientes pistas de los potenciómetros.

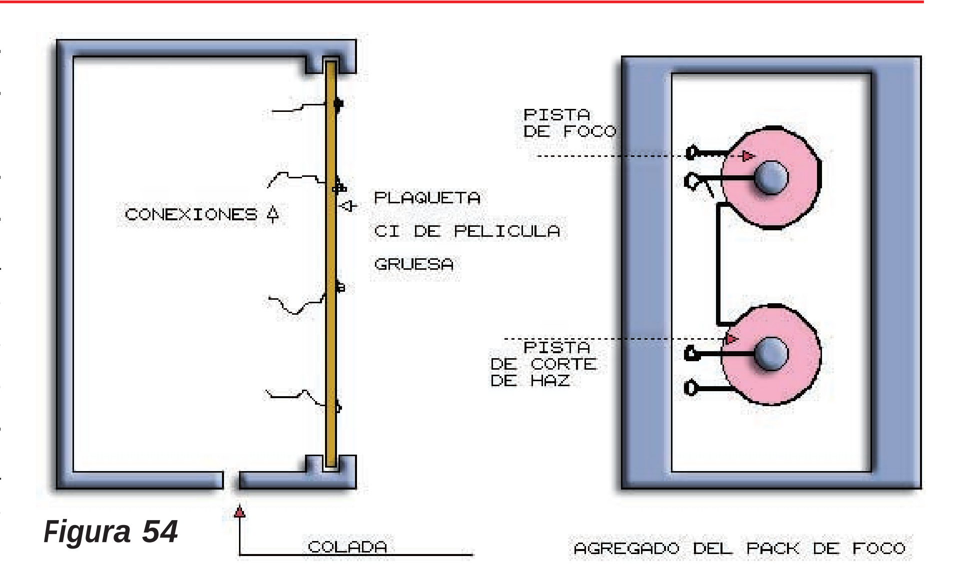


Figura 54

EL CIRCUITO COMPLETO DE UN FLY-BACK INTEGRADO

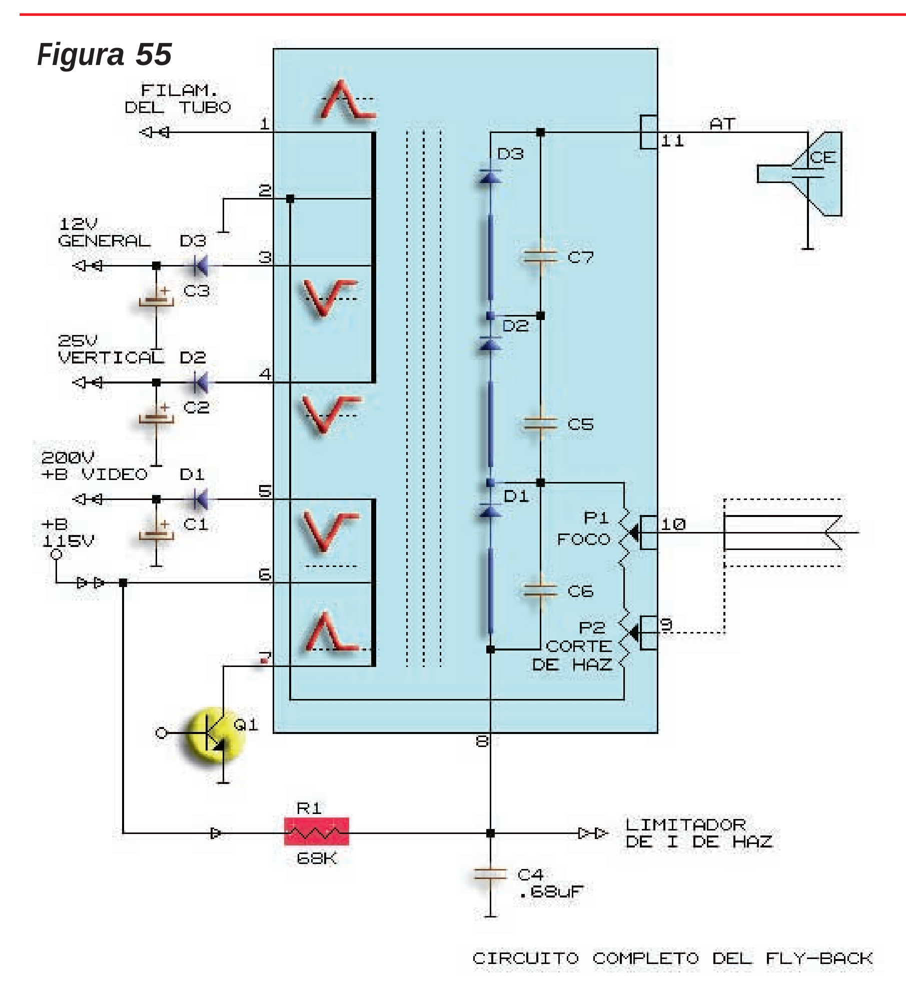
Como ya dijimos, la idea es contener en un mismo componente todos los circuitos de alta y media tensión cuya instalación externa provoca problemas técnicos y de seguridad del personal de fábrica y service.

En la figura 55 podemos observar un circuito completo de un moderno televisor color con el máximo grado de integración el fly-back.

La disposición que mostramos es típica y con pequeños cambios representa la mayoría de los TV actuales. Por lo general, los cambios se refieren al valor de las tensiones y a los filtros RC colocados sobre los diodos auxiliares que no fueron dibujados.

Comenzando por la salida 1 vemos que desde allí se toma la salida para el filtrado del tubo que se alimenta directamente con señal alterna cuyo valor eficaz es 6,3V. El valor pico es del orden de los 20V y también suele utilizarse para otras funciones como la protección de rayos X que opera cortando el oscilador

Figura 55



horizontal, cuando la tensión de pico supera un valor mínimo. También de este lugar se puede obtener la señal de referencia para el CAF horizontal.

Luego se encuentran las patas 3 y 4 que poseen bobinados inversores para no incrementar las exigencias de corriente de los diodos auxiliares D2 y D3.

El bobinado 5 es un caso especial. De él se obtiene la tensión para los amplificadores de video del orden de los 200V. Si se utilizara un simple bobinado conectado a masa, del tipo no inversor, tendríamos que la tensión inversa en el diodo es de alrededor de 240V pero la corriente pico es muy elevada. Si se utiliza un bobinado inversor la corriente se reduce pero la tensión inversa puede llegar a valores de 1kV. La solución es utilizar un bobinado inversor pero conectado a la tensión de fuente horizontal (aproximadamente 115V) con lo cual el bobinado sólo necesita una tensión alterna de 80V que generará una tensión inversa de 400V a la que se debe restar la tensión del retorno del bobinado; en definitiva, el diodo sólo soporta 380V de inversa. La pata 8 es el retorno del terciario, que no está conectado a masa, sino a la tensión de fuente horizontal por el resistor R1 de 68 K. Ubicado de este modo, la corriente de tubo genera tensión negativa sobre el resistor que se resta de la fuente. Esta tensión negativa tiene un valor proporcional a la corriente de AT consumida y cuando llega a un valor determinado el procesador de video limita el brillo y el contraste para evitar el sobrecalentamiento de la máscara ranurada (figura 56).

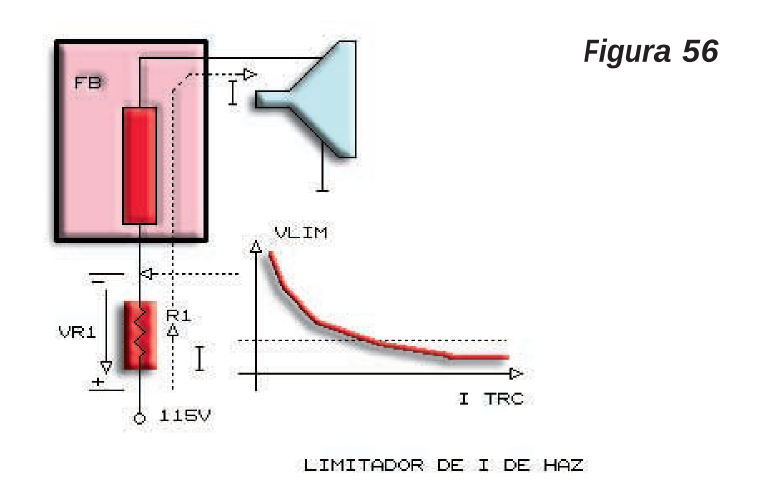


Figura 56

La salida 9 se conecta a la grilla pantalla unificada del TRC para modificar el brillo promedio de la imagen. Este potenciómetro se llama habitualmente scren y se envía a la plaqueta del tubo por medio de blindaje existente en el cable de foco. Desde luego que este cable no es un cable enmallado común, sino que es especial para que soporte los 9kV de la tensión de foco. Más especial aun es el cable de AT preparado para 30kV que termina en el corrector de alta tensión, vulgarmente llamado chupete.

LA ETAPA FI DE VIDEO

INTRODUCCIÓN

La etapa de FI de video de un televisor hace algo más que amplificar la señal entregada por el sintonizador. En principio el nombre puede prestarse a errores debido a que lo que se llama FI de video o FIV en realidad amplifica tanto el video como el sonido, por lo tanto, nosotros la llamaremos simplemente FI dado que existen en la actualidad etapas de FI a PLL en donde encontramos realmente una FI de video y otra de sonido. En este curso no analizaremos las FI a PLL, ya que ése será tema de un posterior curso de TV avanzada.

Nuestro análisis se referirá específicamente a las clásicas etapas de FI por interportadora en donde las portadoras de video (modulada en amplitud) y de so-

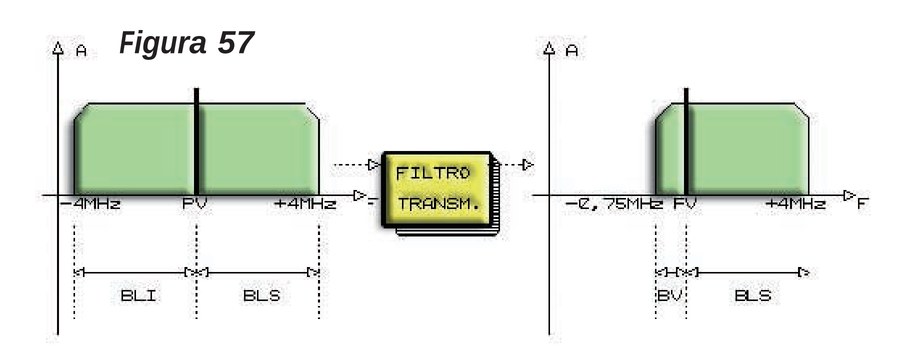


Figura 57

nido (modulada en frecuencia) son amplificadas en el mismo canal de FI y separadas en la etapa detectora.

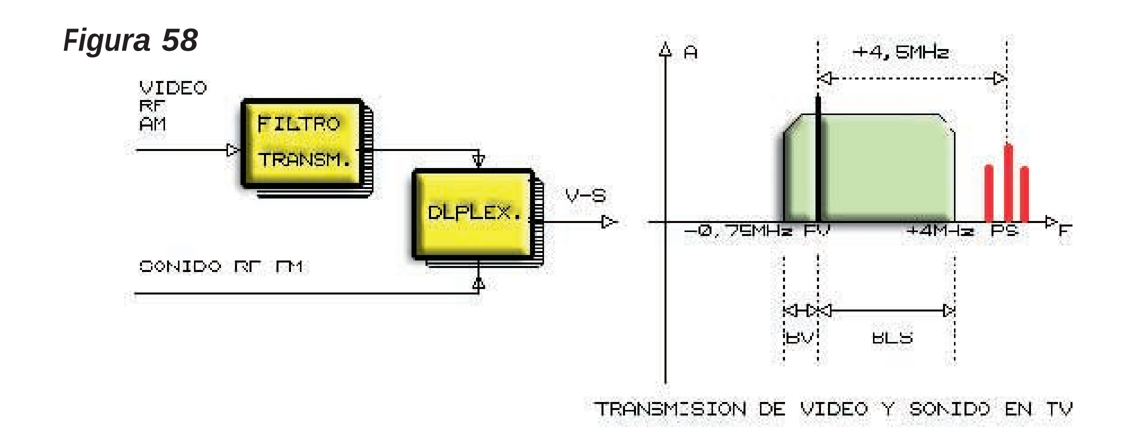
Nuestro sistema de TV indica que la señal de video se transmite como modulación de amplitud con banda lateral vestigial. Es decir, que para reducir el ancho de banda asignado a la señal de TV a sólo 6Mhz es imprescindible realizar alguna alteración del espectro original de doble banda lateral. Lo que se hace es cortar una banda lateral pero se mantiene la portadora y un vestigio de la banda cortada (figura 57).

Luego se debe agregar la información de sonido y esto se realiza agregando una portadora de sonido modulada en frecuencia 4,5MHz por encima de la portadora de video tal como lo indicamos en la figura 58.

La asignación de canales para transmisiones por aire de TV se realiza de manera tal que nunca haya canales contiguos activos ya que sería imposible recibir un canal con baja señal si el canal contiguo tiene asignada una emisora cercana.

Este problema no existe en las transmisiones por cable en donde los canales contiguos tienen amplitudes similares, ya que son compensados en amplitud en diferentes puntos de la red para que lleguen al usuario con amplitudes muy similares. Esto significa que los requerimientos de rechazo de canal adyacentes de

Figura 58



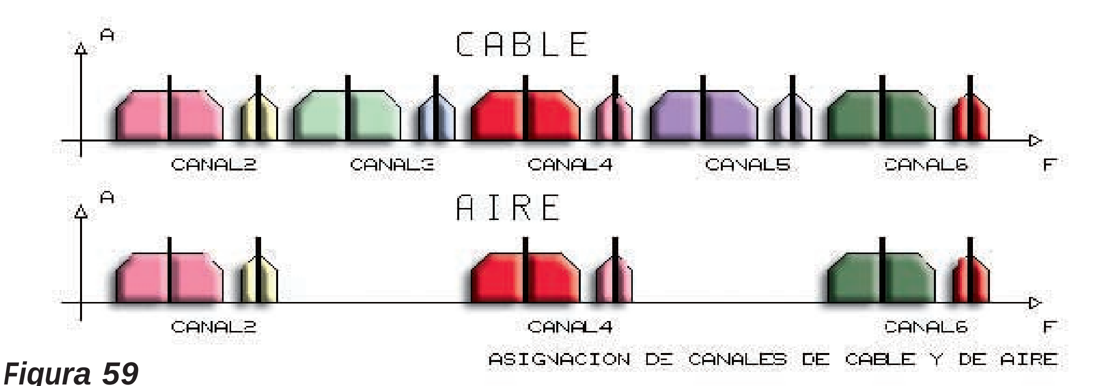


Figura 59

un TV moderno son mayores que los indicados para un TV no preparado para la recepción de señales de cable. En la figura 59 indicamos el espectro de canales de una señal de cable y de una señal de aire.

DIAGRAMA EN BLOQUES DEL CANAL DE FI

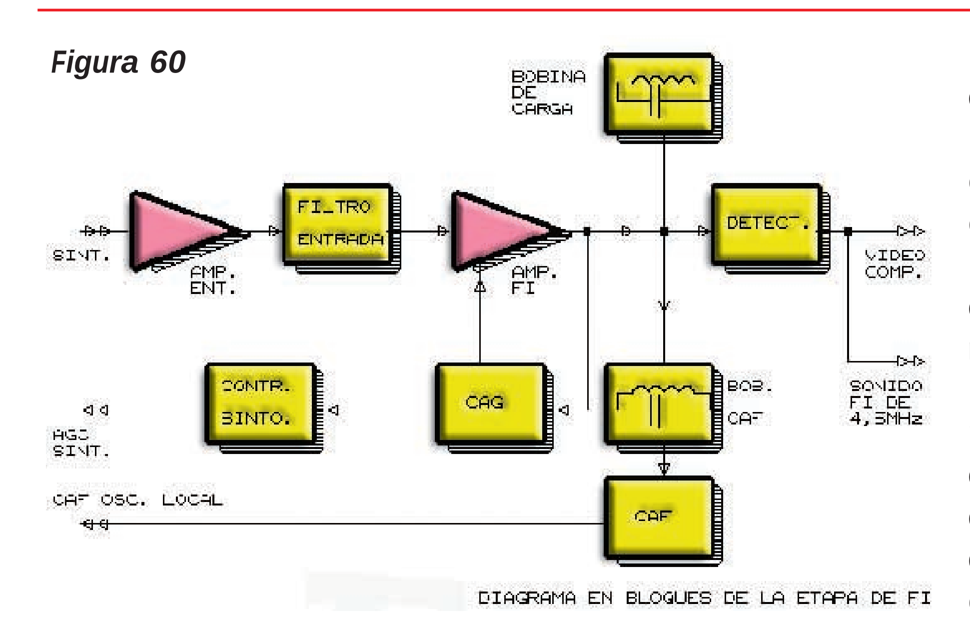
El canal de FI básico es simplemente un amplificador de RF y un detector de amplitud. Pero este esquema básico debe incluir algunas sofisticaciones tendientes a compensar las características de transmisión tan particulares de la señal de TV.

Primero analizaremos el llamado filtro de entrada que prepara la señal antes de ingresar al amplificador para que todas las componentes del video tengan la misma amplificación, para atenuar la portadora de sonido y sus bandas laterales a efectos de poder amplificarla con el mismo amplificador sin que se interfieran entre sí y, además, rechazar las componentes de los canales adyacentes superior e inferior (sobre todo las portadoras que son las que tienen mayor energía).

Luego el canal de FI debe contener también un sistema detector de sintonía CAF cuya función consiste en informarle al sintonizador si la sintonía es correcta o si debe ser corregida y en qué sentido.

Por último, el amplificador de FI debe tener ganancia controlable para adaptar el receptor a las diferentes amplitudes de la señal de entrada. Es más, debe proveer la necesaria salida para controlar la ganancia del sintonizador cuando la señal de antena es tan alta que no alcanza con ajustar sólo la ganancia de

Figura 60



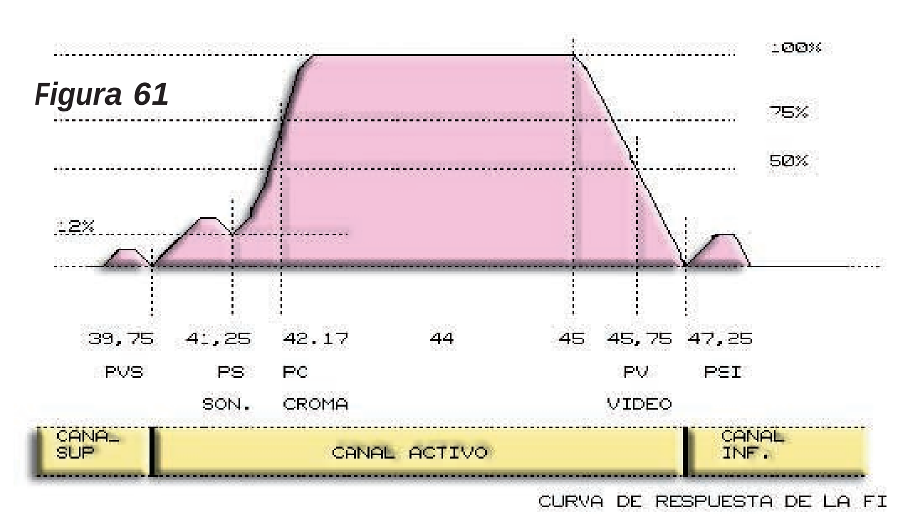
la FI. Con todas estas características se puede construir un diagrama en bloques genérico que mostramos en la figura 60. A continuación explicaremos el funcionamiento de cada bloque individual.

FILTRO DE ENTRADA

En los TVC más viejos (1980), este filtro que estaba compuesto por, al menos, 5 ó 6 bobinas era la parte más compleja del TV en lo que respecta a su ajuste. Pero poco tiempo después aparecieron los primeros TVs con filtro de onda superficial en donde toda la configuración de la respuesta en frecuencia se realiza en un dispositivo del tamaño de un transistor de potencia.

La cantidad de bobinas del filtro de entrada se reduce a sólo dos, la bobina de adaptación de inyección y la de carga fácilmente ajustables (en algunos casos, la de carga no se ajusta). En la figura 61 mostramos una típica respuesta de FI de

Figura 61



un TV adecuado para recepción de canales de cable con las frecuencias estandarizadas para receptores americanos o japoneses.

En principio parecería que la FI está rechazando la banda lateral equivocada ya que permite el paso de las frecuencias inferiores a la portadora de video y antes dijimos que se suprimía la banda lateral inferior. Lo que ocurre es que en el proceso de heterodinaje del sintonizador se produce una inversión de frecuencias que incluye las bandas laterales.

La portadora de video del canal propio PV se sitúa sobre una pendiente exactamente al 50% de la respuesta máxima.

De este modo la zona de frecuencias con doble banda lateral (la superior y la vestigial), que contienen el doble de energía, se compensan y quedan atenuadas al mismo nivel que las otras frecuencias que sólo forman parte de la banda lateral superior solamente.

En la frecuencia de 47,25MHz ingresaría la portadora de sonido del canal inferior. A esta frecuencia, el filtro de superficie produce un elevado rechazo con el fin de evitar las interferencias. Lo mismo ocurre con la portadora de video del canal superior PVS que cae en 39,75MHz.

En la frecuencia de la portadora de sonido propia PS de 41,25MHz el sistema genera un rechazo parcial.

Lo habitual es dejar la PS a un nivel de sólo el 10% al 15% para evitar que interaccione con las señales de video produciendo las llamadas barras de sonido del canal propio. El resto de la respuesta de ser lo más plana posible con 44MHz en el centro aproximado de la banda y con el límite de respuesta en 70% para 42,17MHz que corresponde a la subportadora de crominancia del canal propio.

Por lo general, el filtro de onda superficial produce una pérdida que se compensa con un simple amplificador de un transistor conectado entre el sintonizador y el circuito integrado de FI.

AMPLIFICADOR CONTROLADO DE FI

El amplificador de FI interno al circuito integrado se construye mediante transistores bipolares en disposición de entrada balanceada para evitar los aco-

plamientos indebidos de salida a entrada y mejorar la linealidad de respuesta que produce una imagen libre de interferencias y modulaciones cruzadas.

Este amplificador debe tener una ganancia controlada de gran rango para controlar eficazmente el nivel de salida de video. La señal de video tiene una característica resaltable en lo que respecta al diseño del CAG y es que los pulsos de sincronismo siempre tienen un valor fijo independientemente de la información de video y, por lo tanto, son utilizados ventajosamente como referencia de amplitud. Esta característica es por último, la que permite recuperar el nivel de continua de la señal de video en la salida correspondiente.

Por lo general, el único componente externo del amplificador de FI y del CAG es un capacitor que justamente determina la velocidad de respuesta del CAG. Habitualmente se toma el sincronismo horizontal como referencia de amplitud, se utilizan capacitores de valor pequeño que permiten una respuesta rápida que compense el llamado efecto avión producido cuando una señal de TV rebota en un avión que vuela a baja altura (el efecto avión es muy común en zonas cercanas a los aeropuertos). Si el CAG responde rápidamente, compensa la variación de amplitud de la señal y se minimizan las alteraciones de la imagen.

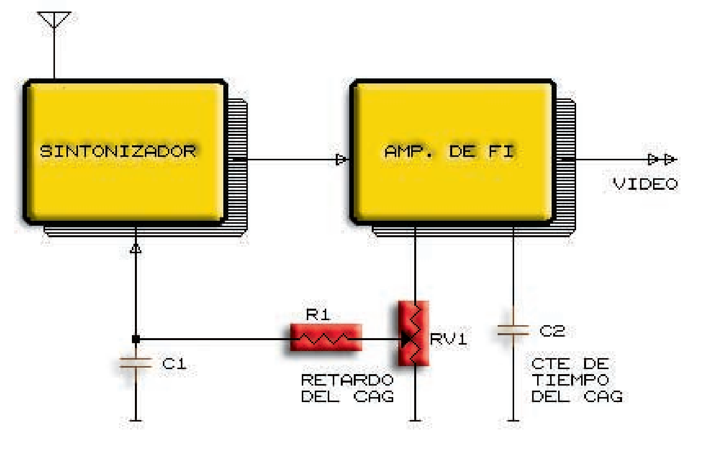


Figura 62

EL CAG

El CAG debe manejar también la ganancia del sintonizador y lo hace de una manera muy particular.

Cuando la señal de antena es baja tanto el sintonizador como la FI deben trabajar a plena ganancia.

A medida que la señal aumenta se reduce sólo la ganancia de la FI hasta que ésta llega al mínimo; recién entonces comienza a reducirse la ganancia del sintonizador y cuando ésta llegue al mínimo se dice que el sistema llegó a su máxima señal de entrada. La acción del CAG del sintonizador es entonces retardada con respecto del CAG de la FI y esa acción de retardo es, por lo general, ajustada con un preset como se observa en la figura 62.

BOBINA DE CARGA Y DETECTOR

Los primeros equipos de TV utilizaban una FI clásica con tres transistores amplificadores sintonizados y detector a diodo en el secundario de la última bobina.

Este sistema fue abandonado cuando la etapa de FI se integró, se abandonaron las bobinas intermedias y se utilizó sólo una bobina llamada de carga. Al mismo tiempo el detector a diodo (asincrónico) se cambió por un detector sincrónico a transistor que tiene propiedades superiores en lo que respecta a linealidad y además trabaja en bajo nivel, así evitan irradiaciones en la frecuencia de FI.

El detector sincrónico funciona en base a un transistor utilizado como llave comandado con la señal existente en la bobina de carga.

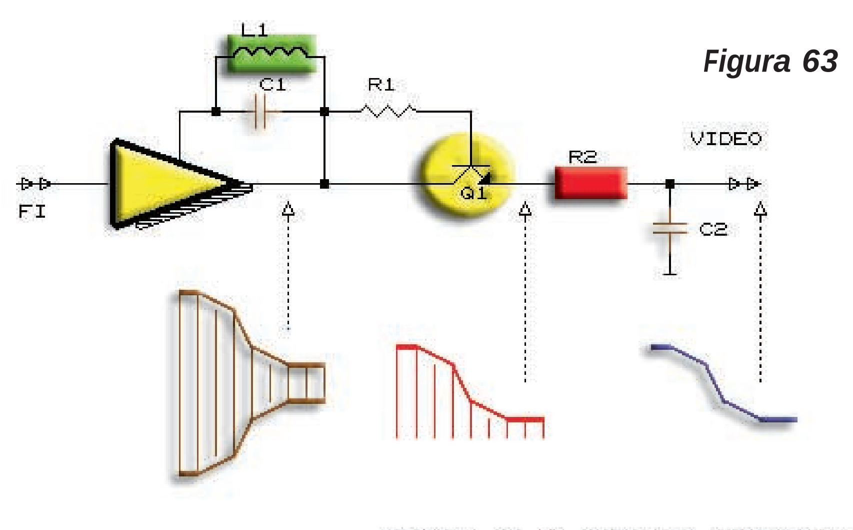


Figura 63

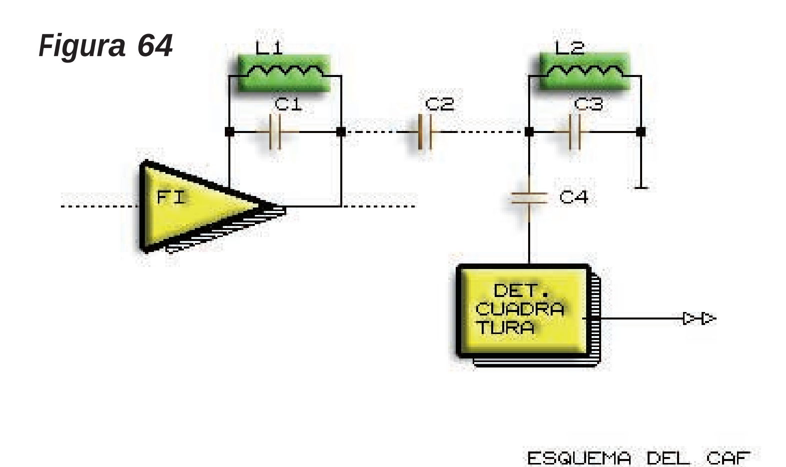
De este modo el transistor conduce en los máximos (o en algunos casos con los mínimos) de la señal de RF y obtiene una muestra de la envolvente (figura 63).

EL CAFASE DE SINTONÍA

En un TV color es imprescindible una buena sintonía del oscilador local del sintonizador para que la subportadora de sonido caiga exactamente en la trampa de 41,25MHz (PS).

Si esto no ocurre, la portadora de sonido tendrá una amplitud excesiva y se afectará el video con barras de sonido. Pero inclusive la subportadora de co-

Figura 64



lor puede llegar a caer en el radio de acción de la trampa y operará el color killer del decodificador de color, lo que producirá una señal de blanco y negro.

Cuando el oscilador local está corrido, la frecuencia de la portadora en la bobina de carga no es de 45,75MHz sino de una frecuencia cercana que es función del corrimiento del oscilador local. Agregando una etapa basada en un detector de cuadratura (similar a los utilizados en el canal de sonido), acoplada flojamente a la bobina de carga se consigue generar una tensión continua proporcional al corrimiento que, debidamente realimentada al sintonizador, producirá la necesaria corrección de frecuencia del mismo (figura 64).

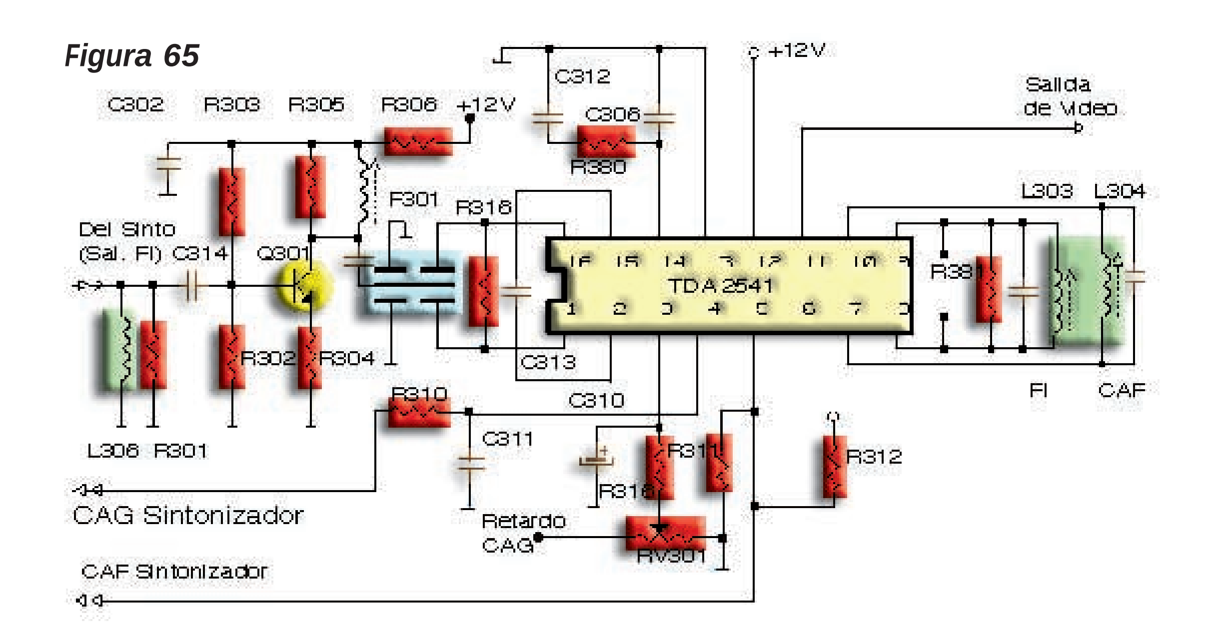
CIRCUITO DE FI COMPLETO

El circuito integrado de FI más conocido es el TDA2541 que forma parte de una gran cantidad de televisores. En aparatos de última generación la acción de FI se encuentra en el circuito jungla pero su principio de funcionamiento es totalmente similar al del TDA2541 que podemos ver en la figura 65.

En el circuito indicado se pueden observar cada una de las etapas que analizamos individualmente en el transcurso de este capítulo, por lo cual, vamos a evitar su explicación.

Como novedad podemos observar un grupo de pines ubicado sobre la bobina de carga, que al ser puenteados con un resistor de 100 ohms transforma el detector sincrónico en un detector asincrónico. Esta característica es sumamente útil cuando se desea ajustar la etapa con un barredor ya que, en este caso, el detector sincrónico deja de funcionar correctamente.

También podemos observar que el SAW FILTER o filtro de onda superficial



tiene sólo bobina de entrada, ya que la de salida está reemplazada por un simple resistor que realiza el adecuado acoplamiento entre las entradas diferenciales. Observamos también que el control de retardo del CAG se ubica sobre la pata 3 pero la salida del CAG retardado para el sintonizador se encuentra sobre la pata 4 debido a la existencia de un detector de nivel ubicado internamente (figura 66).

En la mayoría de los circuitos el capacitor de acoplamiento entre las bobinas de carga y la de FT se realiza por el acoplamiento capacitivo del circuito impreso y, por esa razón, no se dibuja el capacitor en el circuito. El capacitor de la constante de tiempo del CAG es en este circuito un filtro complejo similar al filtro antihum del horizontal y se encuentra conectado sobre la pata 14.

Como puede apreciar, en esta sección no abordamos el tema de los PLL, dado que su explicación corresponde a otro tema que desarrollaremos más adelante.

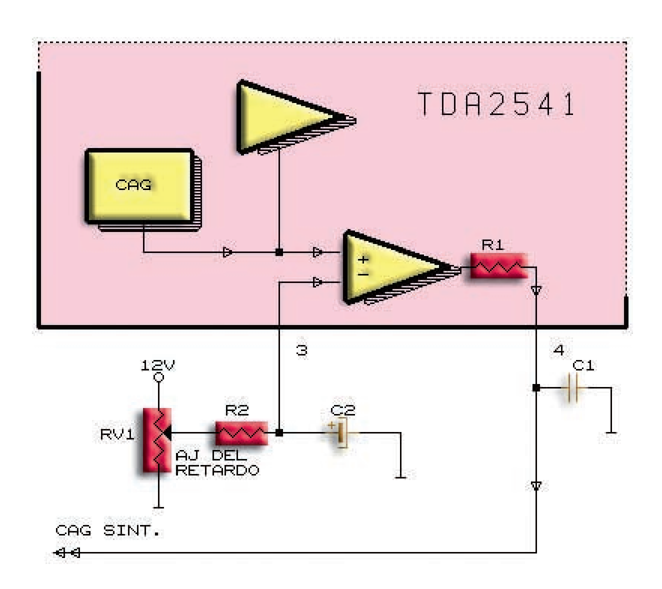


Figura 66 CIRCUITO DE RETARDO DEL CAG DEL TDA2541

ALGUNAS FALLAS RELACIONADAS
CON LA ETAPA DE SALIDA HORIZONTAL

1) El tubo se ilumina pero no hay video ni sonido

En este caso se debe observar a qué televisor estamos haciendo referencia. En un aparato marca Daytron DTV-3922 se midió la tensión procedente de la pata 4 del “fly back” (la cuaL DEBE SER DE 12V) encontrándose que no existía como consecuencia de un diodo zener quemado.

Si bien el defecto se encontraba en este TV, para otros modelos circuitales se debe observar también el diodo “zener” de 12V-1W y la resistencia de 8,2Ω colocada en serie. Para el TV marca DEWO, se puede quitar el sistema de protección de la tensión de fuente, desconectando el módulo adicional con el objeto de efectuar una mejor observación de lo que ocurre. Se aconseja cambiar los electrolíticos desde la base del transistor 2SD1431 de 47µF x 25V y el conectado a las patas 11 y 12 del transformador siendo su valor de 10µF x 50V.

Por comentarios de varios técnicos reparadores, estos componentes suelen estar defectuosos (electrolito seco, generalmente).

2) Receptor sin Imagen

Esta falla la localizamos en un TV marca Aurora Grundig 20”. Pese a la existencia de alta tensión, el tubo no se ilumina. Si se aumenta la tensión de grilla UG2 el tema se normaliza pero se notan chisporroteos en la G2, como si existiese un bloqueo.

Se presume un agotamiento del tubo, dado que al volver a su posición la tensión de screen, la situación se normaliza.

Se siguió la evolución del TV durante 6 meses sin que se repita la falla, por lo cual se deduce que la tensión de más en G2, alcanzó para desbloquear el TRC. No siempre se tiene la misma suerte...

3) Imagen con distorsión de almohadilla

Prácticamente todos los TVs de pantalla grande tienen etapas de salida horizontal con modulador a diodo. Y este aparato de 31” no puede ser la excepción. Sin embargo, haremos referencia a una fallla localizada en un Tv marca JVC, modelo AV-31BH6.

Las fallas de este tipo suelen producirse en los diodos moduladores o en el transistor de potencia del modulador parabólico. Mucho menos comunes son las fallas en los transistores de señal del modulador parabólico. Y mucho menos aun en el generador parabólico mismo.

Esta es una etapa que puede verificarse sin osciloscopio. En efecto si utiliza un amplificador de audio con un parlante, puede escuchar la tensión sobre C519 y C520 que es una parábola de 50Hz y 22V pap. En nuestro caso no se escuchaba señal y eso nos llevó a probar Q542, el transistor de potencia del modulador, que estaba en cortocircuito (figura 67).

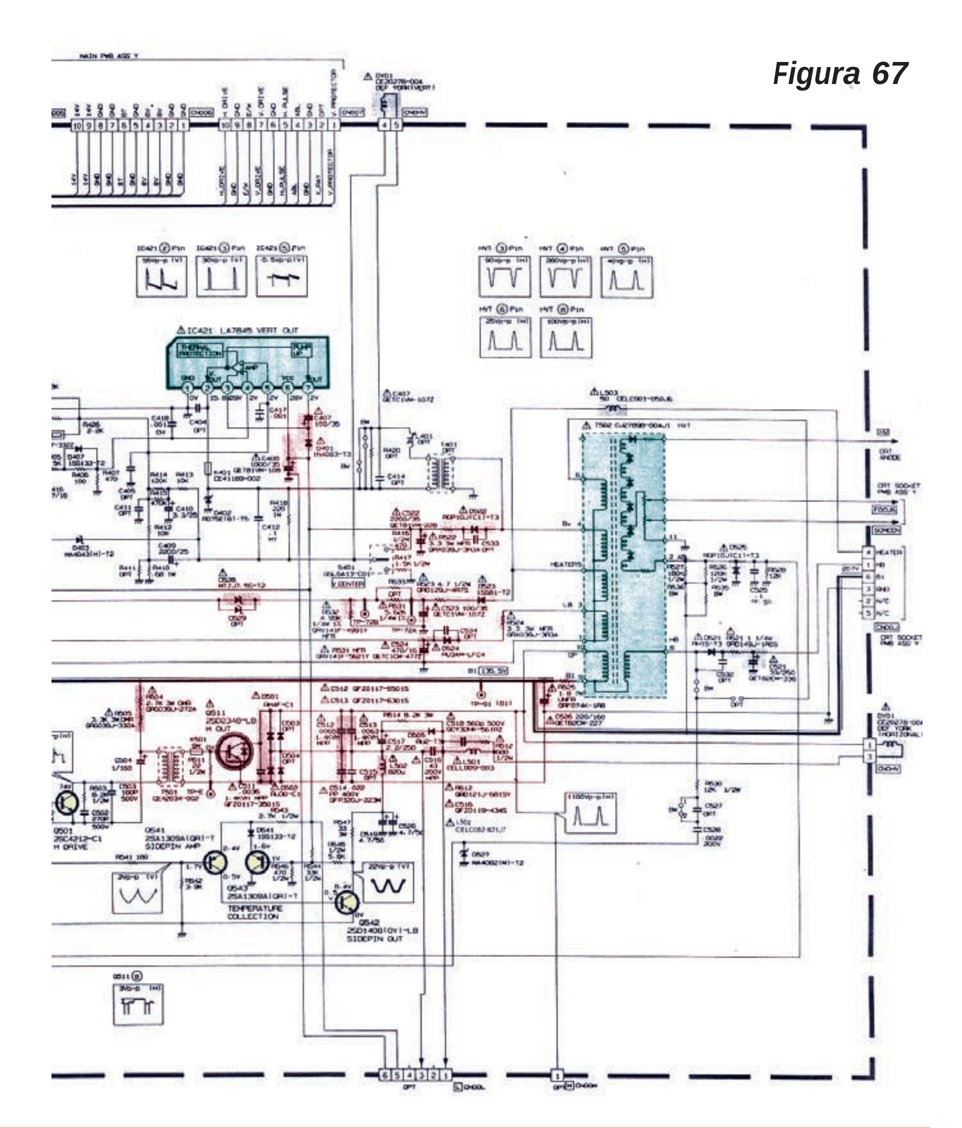


Figura 67

4) Arcos en el Fly-Back y luego no tiene video y tiene sonido distorsionado por la entrada de audio y video, por RF funciona correctamente.

El TV de referencia (Protech PTV 2098) tenía un problema muy evidente en el Fly-Back: saltaban arcos. Lo reparó un service de la zona y se lo entregó al cliente suponiendo que todo andaba bien.

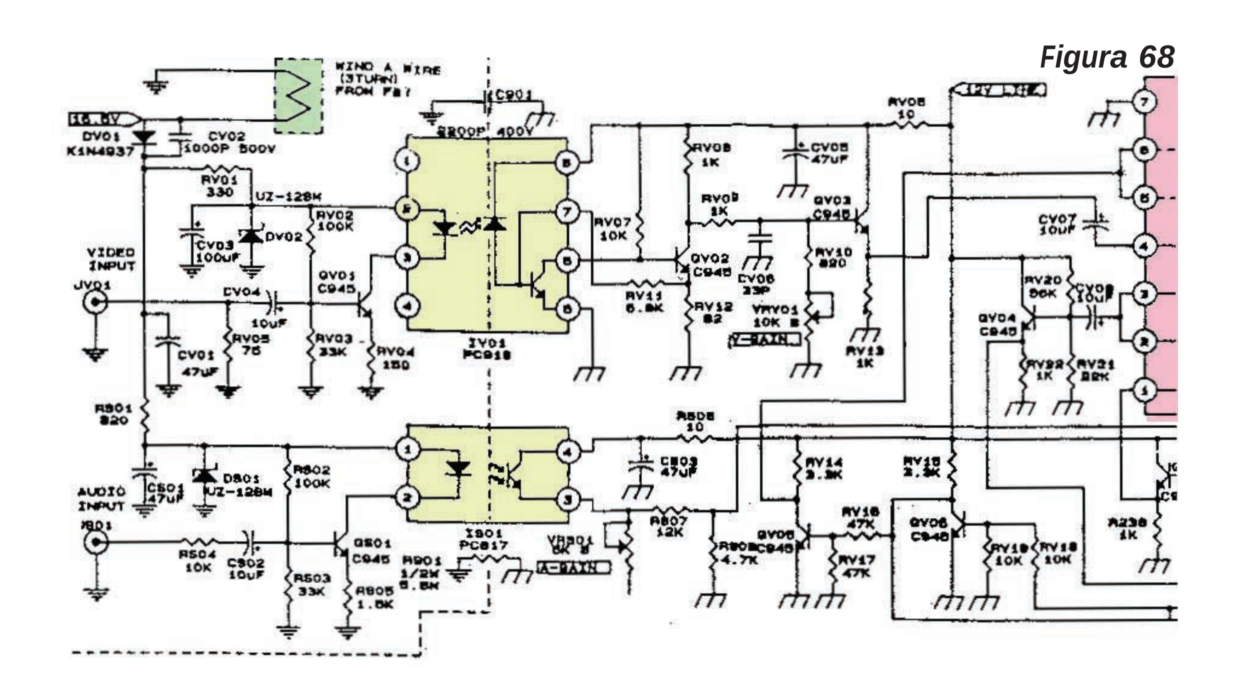
A la semana el usuario se quejó de que en el TV todo andaba bien salvo que no lo podía usar por la entrada de audio/video porque quedaba la pantalla negra y el sonido estaba deformado. El service no aceptó el reclamo, porque dijo que no tenía nada que ver con el trabajo realizado anteriormente. Y el cliente enojado nos trajo el TV a la escuela.

Antes de encarar una reparación, yo acostumbro a reunir a mis alumnos y discutir cómo encarar la misma, simplemente por observación de los síntomas y consultando el circuito (lo que llamamos análisis de tapa cerrada, sin medir nada en el aparato). Esto es un excelente ejercicio didáctico, que muchas veces nos permite ubicar un material dañado simplemente mirando la pantalla y escuchando el sonido.

En este caso uno de los alumnos me dijo:

- Profesor, aquí hay algo raro: este TV no tiene fuente aislada, así que no entiendo como es que tiene entrada de audio/video.

Figura 68



Le expliqué que aunque no es muy común, existen varios TV de plaza en esas condiciones. Y que tienen la masa de los conectores de A/V separada de la masa general por el uso de dos optoacopladores. Uno para el video y otro para el sonido (figura 68).

Como les interesó el tema les expliqué lo siguiente: Una videocasetera tiene tensiones normalizadas de 1Vpap sobre 75Ω para el video y de 700mV sobre 600Ω para el sonido. Ambas tensiones son muy bajas como para excitar el led de un optoacoplador, que además requiere una excitación de corriente y no de tensión. Por lo tanto, antes del optoacoplador, se requiere un circuito amplificador adecuado. Dije esto y esperé la consabida pregunta:

- Y de dónde se obtiene una fuente aislada para alimentar a ese preamplificador.

- La fuente aislada es un bobinado del Fly-Back. Miren arriba a la izquierda del circuito.

- Pero, ¿Los bobinados del Fly-Back no están conectados a la masa general.

- Sí, pero no este bobinado, que se hace con dos o tres vueltas de cable en la rama libre del núcleo, con la masa retornada a los cátodos de los fotodiodos de los optoacopladores.

- Bien, pero qué puede tener nuestro TV.

- Lo más probable es que esté fallando esta fuente aislada, pero deduzco, que funciona mal pero funciona, porque sino no tendríamos sonido. Yo creo que ya sé lo que pasó, vamos a ver si lo descubren Uds.

- Para mí que el técnico que lo reparó cometió algún error al reconectar el bobinado. Pero no me imagino cuál, porque si un transformador se conecta con un secundario invertido, funciona igual. Inclusive el secundario suele tener los dos cables del mismo color.

- Cierto, pero este no es el mismo caso; porque la señal de un transformador de poder es simétrica y ésta no. La señal en el secundario del Fly-Back es como en el colector del transistor de salida horizontal: Un pulso angosto (20%) de gran amplitud con forma de arco de sinusoide y una tensión constante, el 80% restante. La única diferencia es que en un secundario el valor medio debe ser nulo y por lo tanto el pico y la tensión constante tienen una relación de 4 a 1 aproximadamente. Si con el bobinado normal obtenemos +12V, con el bobinado invertido obtendremos +4V y el amplificador de los fotodiodos no funciona en el caso del video y funciona mal en el caso del audio.

Realizado el diagnóstico de tapa cerrada uno de los alumnos sacó la tapa, midió la fuente de los optoacopladores y encontró que tenía 4V. Invirtió el cable que venía del Fly-Back y todo se normalizó. **********************


SABER
ELECTRONICA
EDICION ARGENTINA
WEB ELECTRONICA
CLUB
SE
Curso Superior de
TV Color
El Sonido
Estereofónico
El Sintonizador
Presente y Futuro de la TV
El Sonido: Los Métodos de Modulación
La Transmisión y Recepción de Sonido Monoaural
Circuitos Decodificadores Estéreo Modernos
La Etapa de Salida de Audio
REP. ARGENTINA, $5,90
00007





Curso Superior de

TV Color

Apéndice 1 - Tomo 7

Autor: ***Ing. Alberto H. Picerno***
Coordinación: ***Ing. Horacio D. Vallejo***

El Sonido Estereofónico
El Sintonizador
Presente y Futuro de la TV
El Sonido: Los Métodos de Modulación
La Transmisión y Recepción de Sonido Monoaural
Circuitos Decodificadores Estéreo Modernos
La Etapa de Salida de Audio

Editado por:
EDITORIAL QUARK S.R.L.
Herrera 761/63 (1295) Buenos Aires, Argentina
Tel./fax: (0054-11) 4301-8804

Director: Horacio D. Vallejo

Publicación adherida a la Asociación Argentina de Editores de Revistas

Impresión: Inverprenta S. A., Bs. As., Argentina - marzo 2004

Distribución en Argentina: Capital: Distribuidora Cancellaro e Hijo SH, Gutenberg 3258, Buenos Aires - Interior: Distribuidora Bertrán S.A.C., Av. Vélez Sarsfield 1950, Buenos Aires
Distribución en Uruguay: Rodesol, Ciudadela 1416, Montevideo.
Distribución en México: Saber Internacional SA de CV, Cda. Moctezuma Nº 2, Esq. Av. de los Maestros, Col. Santa Agueda, Ecatepec de Morelos, Ed. México, México, (0155) 5839-5277/7277
Distribución en Colombia, Venezuela, Ecuador, Perú, Paraguay, Chile y Centroamérica: Solicitar dirección del distribuidor al (005411)4301-8804 o por Internet a:

www.webelectronica.com.ar

ISBN Obra Completa: 987-1116-19-5

Prólogo

Obra compuesta de 6 tomos independientes que enseña teoría y reparación de televisores a color y 2 tomos adicionales específicos sobre los televisores de última generación y el sintonizador.

Este es el primer adicional (tomo 7 de la serie) y está destinado a explicar cómo funciona el sintonizador y cómo se transmite y recibe el sonido estereofónico en los televisores actuales.

Por ser un curso, los lectores tienen apoyo a través de Internet, por medio de claves de acceso a **www.webelectronica.com.ar** que se publican en cada volumen.

Este texto es la Segunda Serie del Curso Completo de TV Color del Ing. Picerno, por lo cual posee temas tratados en dicho libro. Los primeros tomos trataron aspectos generales de distintos bloques de televisores convencionales y describen características generales que hacen a la transmisión de televisión.

La descripción de las etapas que componen un receptor se realiza teniendo en cuenta la evolución de la tecnología, tratando incluso, los sistemas microcontrolados actuales. En esta entrega se analizan los siguientes temas:

El Sintonizador
Presente y Futuro de la TV
El Sonido: Los Métodos de Modulación
La Transmisión y Recepción de Sonido Monoaural
El Sonido Estereofónico
Circuitos Decodificadores Estéreo Modernos
La Etapa de Salida de Audio

INDICE

EL SINTONIZADOR

Introducción

Un sintonizador de TV actual para aire y cable es un producto de gran sofisticación, cuya reparación supera los alcances de este curso. Sin embargo, el sintonizador siempre fue considerado como un componente especializado y la intervención del separador consiste en determinar fehacientemente su falla y reemplazarlo por otro. En la actualidad, el reparador se encuentra en su tarea habitual con todo tipo de sintonizadores, salvo los rotativos que ya cumplieron con creces su vida útil. Por eso, en una breve síntesis vamos a tratar por orden de aparición los diferentes tipos de sintonizadores vigentes en la actualidad.

El Sintonizador Electrónico

Este es el nombre que genéricamente se le asigna a los primeros sintonizadores sin contactos; es decir, que no tenían la clásica conmutación de bobinas de los sintonizadores rotativos que eran llamados “mecánicos”.

En este caso el sintonizador no tiene contactos de ningún tipo y la sintonía se realiza con diodos varicap, dentro de una banda. Con diodos especiales de conmutación se agrega inductancia al inductor básico, para realizar el cambio de banda de la banda III a la banda I de VHF (figura 1).

Un diodo varicap es un componente cuya capacidad varía con la tensión inversa aplicada a él. Para lograr la cobertura total de la banda I o de la III, es necesario aplicar una tensión comprendida entre 0 y 30V. Un diodo de conmutación de banda, opera como una llave abierta o cerrada según se polarice en directa o inversa. Los diodos especiales para esta función cumplen con esta característica dentro de toda la banda de TV.

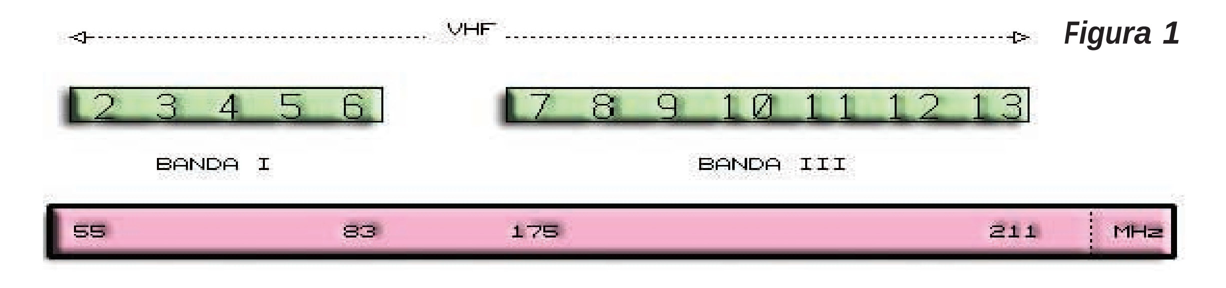


Figura 1

En la figura 2 se puede observar el diagrama de bloques de un sintonizador electrónico, que analizamos porque esta sección forma parte de los sintonizadores actuales variando sólo la parte correspondiente al control.

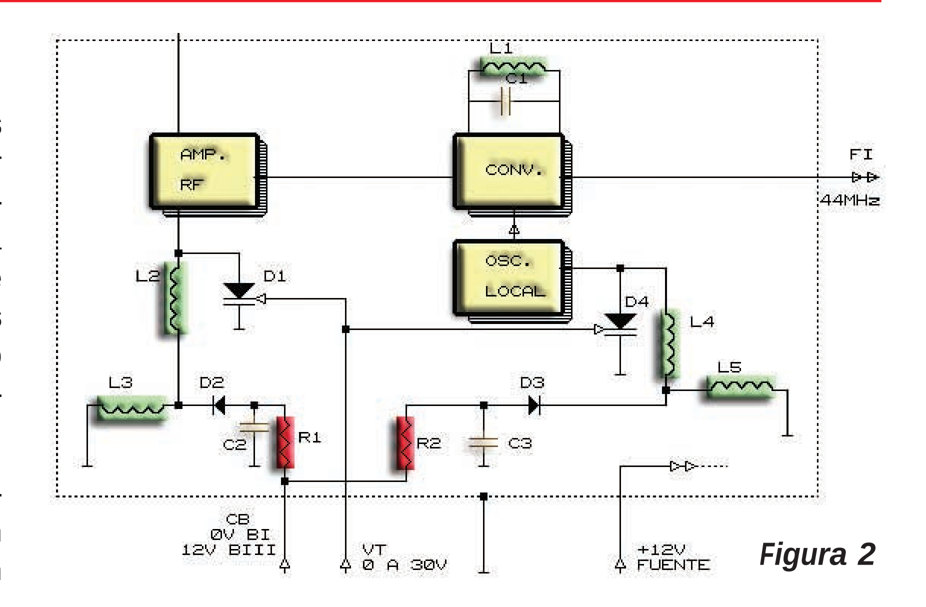


Figura 2

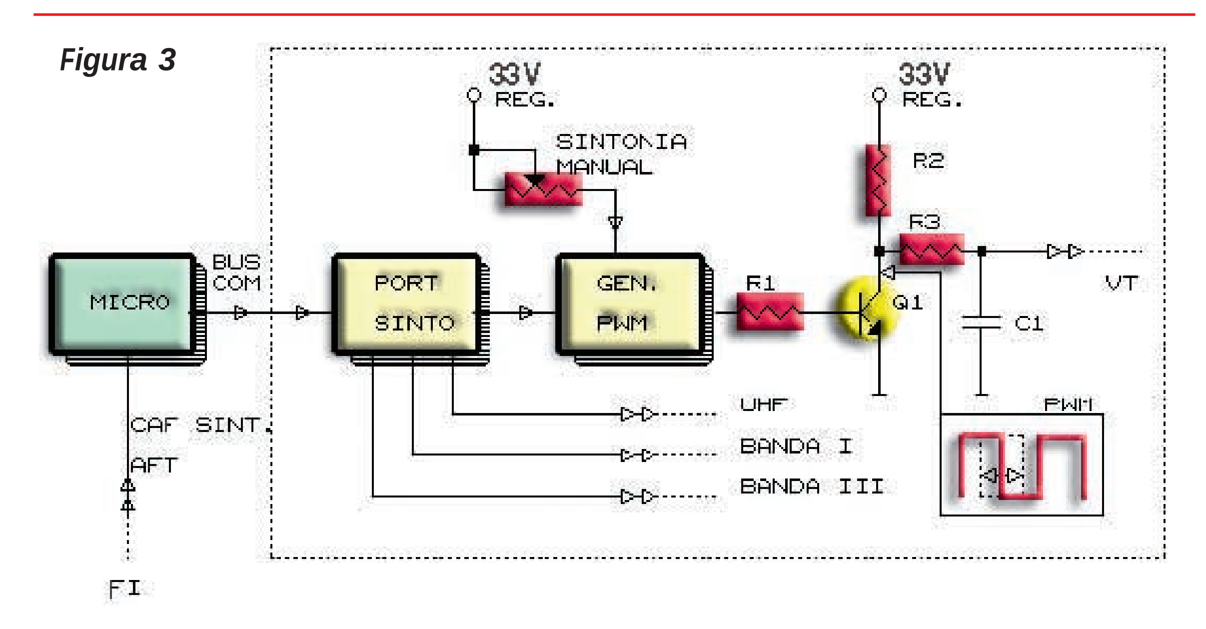
Estos sintonizadores se utilizaban en TVs que no poseían microprocesadores, la tensión VT se ajustaba con 8 potenciómetros multivueltas cuyo cursor era seleccionado por intermedios de llaves electrónicas o mecánicas. La misma llave aplicaba 12V a la entrada de cambio de la banda para los cuatro canales altos y 0V para los 5 bajos. Cuando comenzaron a aparecer los canales de UHF, éstos eran captados con un sintonizador especial para esta banda, cuya salida de FI se conmutaba con la salida de FI del sintonizador de VHF por intermedio de diodos de conmutación. También se conmutaba la alimentación de fuente de los sintonizadores para evitar interferencias entre VHF y UHF.

Sintonizador por Síntesis de Tensión

Con la llegada de los canales de cable, se hizo imprescindible la utilización de TV con presintonía de por lo menos 36 canales. Ya no podía utilizarse el sistema de la sintonía por potenciómetros multivueltas, dada la cantidad de potenciómetros que se necesitaba. La solución fueron los sintonizadores por síntesis de tensión. Ahora la sintonía se realizaba con un generador de VT (voltaje tuner) controlado por el sintonizador. El proceso de presintonía era totalmente manual, el usuario debía predisponer el receptor para el ajuste de los canales activos de su zona, luego girar un potenciómetro hasta sintonizar el canal deseado y por último, el micro realizaba una conversión A/D (analógico/digital) de la tensión VT y guardaba el número resultante en su memoria junto con el número del programa que aparecía en el display y la banda seleccionada. Por ejemplo: canal 2 - VT = 2,53 V - BANDA I.

Luego de terminado el proceso de sintonía, era suficiente con invocar el número de programa para que el micro se comunicara con el sintonizador a través del port (puerto) de comunicacio-

Figura 3



nes y así generar dentro del sintonizador una señal PWM que definitivamente regenerará la tensión VT original (figura 3). Como se observa, el micro sólo envía órdenes al sintonizador para, por un lado seleccionar la banda y por otro cambiar el tiempo de actividad del generador de PWM (Power Wide Modulation = modulación por ancho de pulso) para generar en el filtro RC del colector, una tensión comprendida entre 0 y 33V que corresponde con el valor guardado en memoria. El ajuste fino de la sintonía se realiza a través del AFT de la FI, que en este caso se envía al micro. El micro digitaliza esta señal con un conversor A/D y modificando los datos para corregir la PWM, mejora la sintonía. Este sistema es más exacto que la sintonía a preset, pero de cualquier manera se basa en que no cambie demasiado la característica V/C de los varicap del sintonizador.

Sintonía por Síntesis de Frecuencia

Como éste es el sistema utilizado en la actualidad, vamos a analizarlo con más detalle. Un TV trabaja por el principio del receptor superheterodino. Las frecuencias de antena se convierten a la de FI por batido en el oscilador local. Cada emisora tendrá su equivalente en frecuencia del oscilador local; así que el más exacto de los sistemas consiste en medir la frecuencia del oscilador local para compararla con el valor guardado en una memoria y corregirla en caso de necesidad.

Para empezar, primero vamos a determinar el cubrimiento de canales que se requiere en un TV de la actualidad. Con respecto a los canales de aire, el cubrimiento comienza en el canal 2 con una portadora de video de 55,25MHz y termina en el canal 69 con 801,25MHz. Esta banda no es continua sino que está cortada en 3 secciones llamadas banda I y III de VHF y la banda de UHF. Los canales están separados 6MHz entre sí salvo entre los canales 4 y 5 de la banda I donde hay un salto de 10MHz debido a la existencia de servicios anteriores a la asignación del servicio de TV.

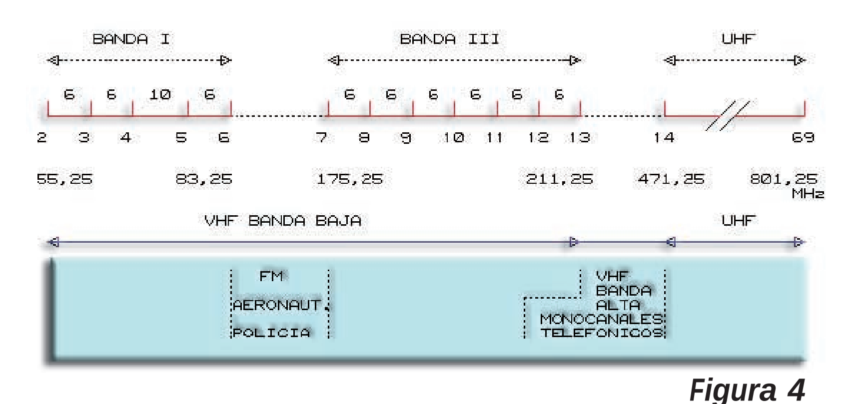


Figura 4

La banda II no está asignada al servicio de TV sino a otros servicios que incluyen las transmisiones de radio FM. Por eso luego del canal 6 de 83,25MHz existe un salto hasta el canal 7 en 175,25MHz (figura 4).

Los canales de cable aprovechan la banda completa hasta el canal 65 y le asignan nombre diferente a los canales. A pesar de que en pantalla aparece un número correlativo desde el 1 al 125, las frecuencias asignadas no van creciendo en forma monótona sino que fueron agregándose canales en forma desordenada. Por ejemplo el primer canal (el 1 de cable) llena el vacío existente entre los canales 4 y 5 de aire con una frecuencia de 73,25MHz. Las frecuencias de los canales del 2 al 13 crecen luego monótonamente y coinciden con las de aire, pero luego, a partir del 14, se utiliza el bache entre los canales 6 y 7. Esto nos explica por qué muchas veces en un TV antiguo para canales de aire solamente, podemos captar canales superiores al 13 de aire.

En total existen 125 canales de cable, que sumados a los 67 de aire, dan un total de 192 canales; como los canales del 2 al 13 están repetidos en cable y aire debemos restarlos y obtendremos un total de 180 canales. Estos 192 canales tienen un frecuencia específica pero hay que observar que, para evitar interferencias con canales locales de aire, algunas frecuencias de cable se corren levemente. Al momento de escribir este artículo, los canales superiores al 65 de cable no son aún utilizados pero se espera su incorporación a la brevedad. Debemos aclarar que sí existen, en algunos lugares, los canales 95 al 99 con frecuencia de 91,25 hasta 115,25MHz. Esta explicación nos lleva a considerar que no existe en un TV actual la posibilidad de la presintonía manual. El TV debe realizar el proceso de sintonía en forma automática y en el menor tiempo posible (el tiempo total para los 180 canales varía entre 1 y 3 minutos, según la marca y modelo del TV y la cantidad de canales activos).

El principio de funcionamiento de un sintonizador por síntesis de tensión es el uso de un PLL con un divisor programable. La sección de radiofrecuencia del sintonizador, controlada por varicap, no difiere mayormente de la clásica, salvo por el hecho de incluir una etapa separadora, que provee

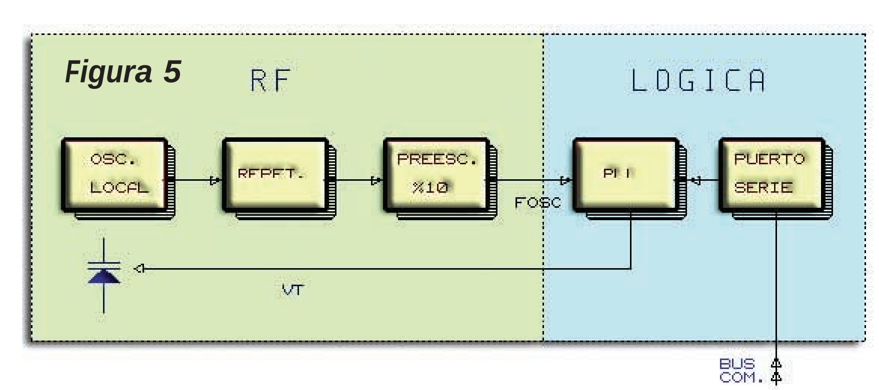


Figura 5

una muestra del oscilador local y un prescaler o divisor fijo para que la sección lógica trabaje con frecuencias aceptablemente bajas (figura 5).

Sintéticamente un PLL es una combinación de un divisor y un CAFase, en donde la señal de referencia de muestra en nuestro caso FOSC se engancha con una señal de referencia de frecuencia menor.

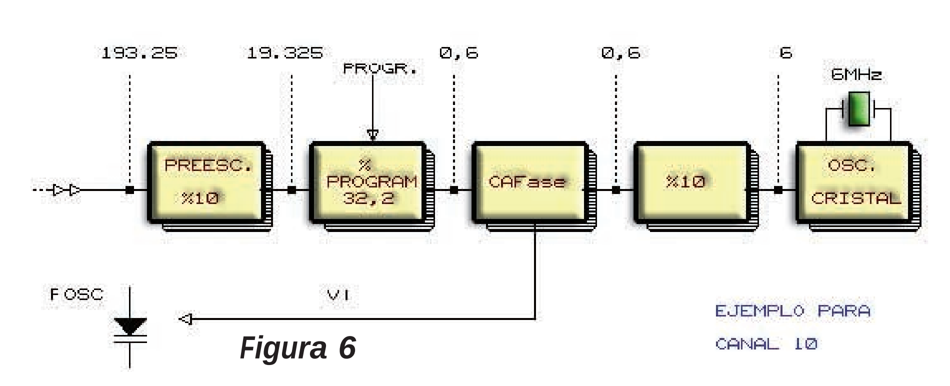


Figura 6

En la figura 6 mostramos la frecuencia correspondiente al canal 10 sólo para que se entienda el funcionamiento del sistema. Es evidente que se trata de un sistema de lazo cerrado. El oscilador a cristal produce una referencia fija de frecuencia que se divide por 10 antes de enviarla al CAFase como señal de referencia. Una muestra del oscilador local se divide primero por 10 en el prescaler y, luego, por 32,20 en el divisor programable, se genera de este modo la señal de muestra M. El CAFase compara ambas señales y, si no están a fase (y por lo tanto no tienen la misma frecuencia), modifica la tensión continua VT para cambiar la frecuencia del oscilador local.

Cuando el sistema engancha, podemos asegurar que la precisión del oscilador local es igual a la del cristal, lo cual es suficiente para nuestras necesidades.

Debemos aclarar dos temas que seguramente se presentarán como una duda al lector. En la figura 7 dibujamos un bloque que indica 32,20 como porcentaje. Si el lector conoce algo de técnicas digitales, le puede resultar extraña la existencia de un bloque que divida por un valor no entero; sin embargo, ese bloque existe y se llama divisor de redondeo. Los alcances de este curso no nos permiten explayarnos sobre el tema, pero el lector puede estar seguro de que existen modernas técnicas de división de frecuencia que permiten dividir por un valor no entero. También observamos que aparentemente no hay corrección fina de frecuencia del oscilador local a cargo del AFT; esto sólo ocurre en apariencia, ya que el divisor programable tiene un factor de división que está controlado permanentemente por el microprocesador y, como el micro recibe información del AFT, controla la sintonía fina por el mismo medio que el cam-

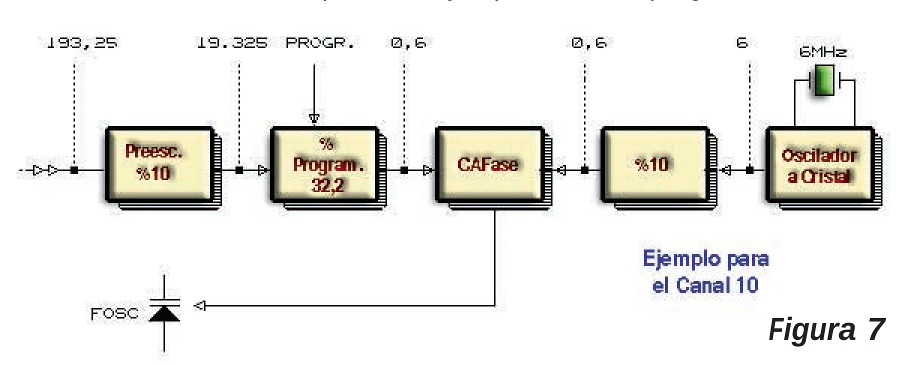


Figura 7

bio de canales, es decir: el bus de comunicaciones. Para realizar el cambio de canales sólo es necesario modificar la programación del divisor y eso lo realiza el microprocesador: a solicitud del usuario, envía por el bus de datos el factor de división adecuado para el nuevo canal. En realidad, cuando el punto de entrada recibe nuevos datos pone en funcionamiento un sistema llamado de búsqueda que genera un diente de sierra de tensión como VT. Esta búsqueda queda suprimida cuando el oscilador local llega a una frecuencia cercana a la correcta, momento en que el PLL queda enganchado y se hace cargo del ajuste fino de frecuencia.

Las Señales Aplicadas al Sintonizador

Lo más importante para el técnico reparador es conocer qué señales y tensiones de alimentación necesita un sintonizador moderno, ya que, como dijéramos, en general, cuando se determina la falla se cambia el sintonizador completo. En un sintonizador electrónico se deberá controlar la tensión de fuente (12V), la tensión de sintonía VT que se modifica desde la botonera entre 0 y 30V, la del CAG que en caso de duda se debe reemplazar por una fuente de tensión variable de 0 a 12V e ir buscando la tensión de máxima ganancia. En un sintonizador por síntesis de tensión o de frecuencia, existen dos fuentes de alimentación: de 12V para la sección analógica y de 5V para la sección digital, luego tiene una entrada de CAG idéntica al caso anterior y el bus de comunicaciones. El bus de comunicaciones se verifica con un criterio práctico que consiste en utilizar el osciloscopio para determinar la existencia de datos, aunque no sepamos con exactitud la forma de los mismos. Se parte de la premisa que indica que los datos existen o no, pero difícilmente tengan un error de codificación. De este modo, al conectar el osciloscopio sobre la línea DATA se observara claramente el eje de 0V y el de 5V y un brillo difuso que indica la existencia de cambios de estados. Por lo general, una falla en la línea de datos hace que la señal no llegue al eje de cero o al de 5V.

El bus de comunicaciones es por lo general de 3 hilos; aparte de DATA contiene un hilo de clock y por último el hilo de habilitación (ENABLE).

El hilo de clock puede tener la señal clásica de clock con forma rectangular, que aparece apenas comienza a funcionar el micro o, en los modelos más nuevos una señal que sólo aparece mientras se transmite un dato. Por lo tanto hay que asegurarse que se estén transmitiendo datos para verificar el clock.

El hilo de habilitación sirve para seleccionar el dispositivo que debe recibir los datos, en nuestro caso el sintonizador. Por lo tanto, se debe verificar que, mientras se transmiten datos de sintonía, la tensión ENABLE permanezca en el estado alto.

La manera de asegurar que se estén transmitiendo datos de sintonía depende de la síntesis utilizada. En la síntesis de tensión basta con predisponer el receptor para presintonía y mover el potenciómetro de ajuste mientras se observa con el osciloscopio. En la síntesis de frecuencia se verifica las señales que predisponen el equipo en sintonía automática.

PRESENTE Y FUTURO DE LA TV

Generalidades

Habiendo completado el estudio de un TV básico vamos a realizar un estudio sobre las novedades que presentan los televisores que se están vendiendo en la actualidad y luego explicaremos lo que se espera para un futuro cercano. Si Ud. analiza lo estudiado hasta ahora con detenimiento, observará que hay varios temas que no fueron tocados:

Primero está la sección de audio (decodificador y salida). Esta sección se dejo de lado para estudiarla considerando el tema de la TV estereofónica. En efecto, un tratando moderno de TV debe considerar al mismo tiempo la TV monofónica clásica y la moderna TV estereofónica.

El otro tema es la fuente de alimentación. El autor considera que hay temas específicos y temas generales. La fuente pulsada de un TV actual debe ser estudiada junto con la fuente pulsada de una videocasetera, de un monitor e inclusive de una PC. En una palabra que el tema merece un tratado completo especialmente dedicado y la editorial lo está contemplando como una obra y un curso. Por último, está el tema de la etapa driver horizontal. En efecto, en nuestro estudio dejamos este tema sin tratar porque se estaban produciendo en ellas cambios tan vertiginosos que no nos permitían concluir el tema. Ahora que la cosa está más estabilizada nos permite exponerlo con todo detalle.

Con referencias a las normas de TV tenemos que marcar un cambio importantísimo en el criterio de quienes dictan dichas normas. Hasta el momento, toda nueva norma de TV debía ser compatible y retrocompatible con la anterior. Es decir, que en un receptor viejo se debía poder observar la emisiones realizadas con la nueva norma (por supuesto que sin la característica agregada; por ejemplo el color) y que en un TV nuevo se podía ver la emisión con la norma vieja (por ejemplo, en un TV color se puede ver un canal de blanco y negro). Estas características de compatibilidad se debían a que, la inserción de la TV en los hogares es hoy casi una obligación para las familias, so pena de quedar aislados de todo lo que ocurre en el mundo. Por lo tanto, si en un país se adopta una norma no compatible, prácticamente está obligando a todos sus habitantes a realizar un gasto de dinero considerable. Si la norma no es retrocompatible, está condenando a las empresas emisoras con la vieja norma a quedarse sin usuarios y perder su inversión.

Sin embargo, las normas actuales ya no permiten más agregados para aumentar sus prestaciones y, por lo tanto, se debe rever los conceptos de compatibilidad y retrocompatibilidad. En efecto, si pretendemos mejorar las características de una emisión actual para que un viejo TV pueda seguir observándolas, nos encontramos con problemas técnicos insalvables. En este momento, la única mejora posible es la digitalización de las transmisiones y eso implica simplemente que los viejos televisores analógicos no podrán recibir las nuevas normas digitales sin mediar, por lo menos, el agregado externo de un sintonizador decodificador y conversor.

El mundo de la TV ya estuvo en algún momento en una circunstancia similar. Por ejemplo, Francia había adoptado un sistema de TV de blanco y negro de 819 líneas; Inglaterra uno de 420; el resto de los países de Europa uno de 625 líneas. En esas épocas no existían conversores digitales que pudieran convertir unas normas en otras y, por lo tanto, los distintos países de Europa no podían intercambiar información de TV. La solución era que Inglaterra y Francia cambiaran sus normas; pero ya existían una enorme cantidad de televisores con la vieja norma y entonces se decidió, en un fallo salomónico y de común acuerdo con las teledifusoras, que debían transmitir la misma información en dos canales diferentes con la norma nueva y la vieja durante diez años para permitir un cambio gradual de los receptores.

Claro que en el momento actual las cosas no son tan sencillas; el espacio radioeléctrico de los canales de VHF está saturado y, por lo tanto, se deberá recurrir a los canales de UHF para realizar emisiones paralelas analógicas y digitales obligando al usuario no sólo a comprar un nuevo receptor sino a realizar una inversión en antena e instalaciones de UHF. También es muy probable que las nuevas normas digitales sean adoptadas primero por la TV por cable, dada la posibilidad de una rápida financiación de las instalaciones por el método "pay per view" (pagar para ver) y la gran facilidad que tiene una emisión digital con respecto a la codificación de las señales.

No podemos aquí olvidar el modo más moderno de transmitir TV que es la TV satelital. Este es un mundo aparte y por lo general extraño al técnico de TV porque la TV satelital provee al usuario sus propios decodificadores a los cuales se le conecta un receptor normal de TV. En ese decodificador se realiza una conversión digital/analógica ya que las transmisiones satelitales son obligatoriamente digitales para mejorar la relación señal a ruido. Esto significa que una transmisión satelital es la más indicada para la TV digital de alta definición. Y en efecto lo es, pero la TV satelital es aun muy cara para el conosur y esto generó en la Argentina un grave problema a muchos usuarios que de un día para otro se encontraron que uno de los dos servicios de TV satelital de la Argentina desapareció sin cumplir con sus contratos de servicios con los usuarios.

Como una conclusión general, podemos decir que las normas digitales de TV no serán compatibles con las analógicas actuales. Que es muy probable que la misma información sea emitida por algún tiempo en ambas normas por canales de aire. Que es muy probable que la TV por cable sea precursora en materia de TV digital alquilando a sus usuarios los decodificadores adecuados para recibir las nuevas transmisiones codificadas.

En cuanto al propio TV es muy difícil decir cómo va a ser un TV del año 2010. Y no por razones tecnológicas. No se puede saber por qué el mundo está pasando por un extraño momento. Hasta ahora el público absorvía todas las tecnologías que la industria le presentaba; pero en los últimos años parece como que el publico se reveló y los fabricantes se quedaron atónitos al observar que en sus planes de expansión se olvidaron de considerar que el gran público también tiene poder de decisión y puede decir que no a sus propuestas.

Esto significa que la TV digital está progresando a paso de tortuga aun en los países más poderosos de la Tierra. Hoy, en pleno año 2004 en donde EE UU suponía que ya todas las transmisiones de TV serían digitales, encontramos que los principales canales sólo transmiten en promedio tres horas por día de TV digital. Canadá tiene aún un promedio más bajo y en Europa no ocu-

rre algo muy distinto. En América casi podríamos decir que la TV digital no existe salvo por el hecho de haberse realizado algunas pruebas con el sistema de EEUU.

En cuanto a qué norma utilizar la cosa es más complicada aún. El problema es que los países más desarrollados pretenden obligar a los menos desarrollados a utilizar sus sistemas y éstos no quieren estar aún más atados a ellos y se niegan a la imposición. Por ejemplo, es muy probable que Brasil, Argentina, y algún otro país del conosur se unan para generar una norma propia de TV digital, distinta a las actuales para no tener que pagar un permiso por 10 años que haría que sus TVs digitales tengan un precio imposible de pagar por sus economías tan flacas (y aunque nadie lo diga porque tienen miedo de quedar atados con países a los que le deben dinero).

¿Puede un país del tercer mundo generar su propia norma de TV digital?

Puede y es muy conveniente que lo haga, porque así puede tener en cuenta el bolsillo de su población en los dos sentidos más importantes. Fabricando TVs más baratos y generando mano de obra local. Lo único que hay que tener en cuenta es la conveniencia de realizar una unión de varios países de economía y culturas homogéneas para obtener un factor de escala de fabricación más conveniente.

En cuanto a la dificultad para intercambiar los formatos de las señales digitales, si bien es algo a tener en cuenta, no debe ser algo que frene la decisión de realizar una norma diferente. En efecto, transformar señales digitales, con ciertas características, en otras señales digitales de características diferentes no es nunca un problema insalvable o que decremente la calidad de las imágenes. Sobre todo cuando la norma a crear puede considerar las diferentes normas existentes ya en el mundo. A veces, ser el último tiene su ventaja. Si no hay norma, no tiene mucho sentido estudiar ahora la TV digital, pero nos mantendremos atento por las dudas.

No queremos dejar de analizar aquí, el cambio más importante que sufriera la TV de los últimos tiempos. El dispositivo de observación de la imágenes ya no es solamente el clásico TRC termoiónico. Ahora existen las diferentes versiones de paneles de cuarzo líquido que permiten construir por fin el TV colgante de una pared, que tantas veces viéramos en las películas de ciencia ficción. Estas pantallas ya son algo común en monitores y en TVs de mano y comienzan a observarse en TVs de mayor tamaño.

El Presente de la Televisión

No olvidamos que la función de este curso es enseñarle a reparar televisores. Por lo tanto, analicemos primero un TV actual y veamos qué partes del mismo conviene estudiar primero dada su inserción en el mercado.

Con lo estudiado hasta ahora Ud. ya sabe reparar un TV básico. Este TV es, por lo general, un receptor de 20" con el clásico tubo con una relación de aspecto de 3x4, del tipo de máscara perforada con ranuras, con pantalla plana o curva según su antigüedad. Puede recibir 181 canales entre los de cable y los de aire de VHF y UHF o, si es más antiguo, se utiliza con un conversor para canales de cable de hasta 100 canales. Puede tener entrada de audio y video para conectar una videocasetera o, si es un receptor más económico, sólo tiene entrada de RF que, de cualquier modo, permite la conexión de una videocasetera. Tiene sonido monofónico o eventualmente bisónico (dos parlantes pero trabajando en paralelo).

Este televisor básico se fue modificando con el tiempo mediante la inclusión de modificaciones de la norma original de TV color (que a su vez es una modificación de la de blanco y negro), luego del agregado del color, la modificación más importante fue la del sonido estereofónico. No hay estadísticas muy completas en los países latinoamericanos pero es muy probable que en el momento actual sólo el 10% de los TVs del mercado tengan sonido estereofónico; pero lo cierto es que, de las ventas actuales, casi un 30% corresponde a receptores estereofónicos. De ellos, aproximadamente la mitad tiene pantalla de gran tamaño pero siempre con la relación de aspecto clásica de 3x4. La gran mayoría de los TVs de pantalla grande tienen la prestación P&P (picture and picture = imagen dentro de la imagen) y entrada "S" (para videocaseteras con formato súper VHS cuyas siglas son SVHS). Recién en los últimos años comenzaron a comercializarse receptores con pantalla de 16/9, así que la proporción de los mismos que pueden llegar al taller del reparador es prácticamente nula y el autor considera que la inserción va a realizarse con una gran lentitud, por lo menos a los precios actuales que rondan los 3000 dólares americanos, considerando que son receptores analógicos (por lo general con definición mejorada pero preparados para agregarle un sintonizador digital cuando se sepa de qué norma).

Con esta distribución de prestaciones, una manera lógica de encarar la continuación de este moderno curso de TV, es comenzando por la sección de sonido que dejáramos exprofeso sin tratar en el curso básico porque, didácticamente, es conveniente tratar el sonido monofónico y el estereofónico en forma conjunta.

El Futuro Inmediato de la TV

¿Qué sentido tiene estudiar las normas analógicas de TV si estamos a un paso de la TV digital?"

La respuesta es que nadie conoce el tamaño real de ese paso y si consideramos que en América latina todavía se siguen usando los TV color del comienzo de las transmisiones color es lógico esperar que los TV analógicos tendrán aun una vida muy larga y conviene estudiarlos con detenimiento; a continuación vamos a aclarar esta aseveración en varios ítems: A) La TV digital no está difundida aún en el primer mundo; en EE.UU. y Canadá recién se están emitiendo algunos pro-

gramas de prueba muy esporádicamente. B) La norma de EE.UU. no tiene compatibilidad con otras adoptadas en los países asiáticos; pero me resulta difícil creer que esos países, cuya economía depende en alto grado de la producción electrónica, no respondan con una propuesta técnica de similares características y se avengan a pagar regalías astronómicas a países extranjeros para utilizar la nueva norma de TV digital, viendo que muchos países están estudiando la norma americana y no la de ellos. C) Que el problema de la TV digital es algo más que técnico. Los países de la órbita de EE.UU. están tratando de retomar la fabricación de productos de electrónica de entretenimiento y, más aun, que no son las viejas empresas electrónicas las que están en condiciones y quieren fabricar los nuevos televisores ya que todas ellas tienen intereses en Asia, sino las grandes empresas de computación que ven una manera de ampliar sus negocios. Por todo este complejo panorama, el autor considera que la TV digital tendrá una inserción muy lenta a lo largo de la próxima década; es decir que no hay excusa posible; en los próximos años se van a seguir vendiendo gran cantidad de TV analógicos monofónicos o estereofónicos y Ud. los tiene que conocer porque ya están comenzando a entrar en los talleres de reparación equipos de última generación con tubos de gran tamaño, sonido estéreo, P&P y todas las sofisticaciones posibles.

Pero por supuesto que tampoco puede dejar de conocer las técnicas del video digital; porque demorarse puede significar que más adelante le resulte muy dificultoso su ingreso en ese nuevo mundo de conocimientos. Aunque le resulte difícil tiene que desdoblarse; las nuevas técnicas digitales forman uno de los caminos, pero la TV analógica tiene todavía un largo trecho por recorrer y Ud. necesita volver a estudiarla, dado el cambio que sufrieron los TVs producidos desde hace varios años. Si Ud. es un buen reparador tiene que reparar de todo.

Un TV analógico de pantalla de cuarzo líquido, en cualquiera de sus variantes no se parece en nada a un TV analógico con TRC. En realidad salvo en lo que respecta a sintonía de canales y FIV, FIS y amplificador de audio, en todo lo demás es diferente (en la salida de video se digitaliza la señal y luego todo el procesamiento es digital hasta la pantalla. Estos equipos deberán ser estudiados especialmente cuando su población haga económica su reparación.

Dejando de lado los TV de pantalla de cuarzo líquido, el resto de los TVs de la actualidad no tienen grandes novedades que requieran un estudio más completo que el mostrado hasta aquí. Los innovaciones que se producen están más relacionadas con la tecnología de producción con las innovaciones tecnológicas reales. El mayor cambio de los últimos 5 años fue el anexado de bloques que originalmente estaban separados y el modo service pero ninguna de estas dos cosas modifican las etapas básicas que conocemos y que siguen funcionando del mismo modo y con circuitos similares.

Si Ud. le quita la tapa a un TV que se fabrica en el día de hoy, encontrará que el microprocesador y el jungla están en único chip y que no tiene ningún preset de ajuste. El ajuste se realiza por el modo service con el control remoto. Muchos técnicos al observar esto comienzan a buscar libros que expliquen el modo service y eso no tiene ningún sentido porque no se puede poner el modo service de todos los TVs de plaza en un libro, o explicar el modo service en forma genérica. El modo service no requiere explicación teórica ninguna. Es un procedimiento indicado por el fabricante para acceder a la memoria y modificar los parámetros de ajuste. Acceder al modo ser-

vice de un TV determinado es lo mismo que acceder al circuito (actualmente no alcanza sólo con el circuito, se debe recurrir al manual completo).

En cuanto al funcionamiento y reparación de la sección del microprocesador de un TV, invitamos al lector a bajar de la página de la revista un libro completo sobre el tema: "El Rey Micro" en donde encontrará una amena explicación teórica y todo lo necesario para la reparación de la etapa. ***Este servicio es gratuito porque tanto la revista como el autor han donado los derechos correspondientes.***

El Futuro Mediato de la TV

El futuro de la TV es la digitalización. La TV digital tiene un gran futuro y es necesario comenzar a estudiarla rápidamente, porque existe la posibilidad de que tome un atajo en su desarrollo y nos dé alguna sorpresa apareciendo en los hogares por un medio de transmisión alternativo que aun no consideramos: Internet o alguna red más moderna que la reemplace. En efecto, como la TV digital está siendo propuesta por empresas relacionadas con la computación, podría ocurrir que su difusión se realice de modo no tradicional. Yo siempre le digo a mis alumnos que ganarse la vida reparando TVs no es fácil. En efecto, es la especialidad que más rápido cambia junto con la medicina. Pero tampoco hay que volverse loco y tomar lo nuevo olvidándose de lo viejo porque no podemos dejar de estudiar aquello que nos da de comer todos los días.

¿Qué ventajas tendría la difusión de TV digital por una red de computación?

Una ventaja enorme y que puede cambiar las costumbres de nuestra sociedad. Mucho se ha hablado de la TV desde el punto de vista social y sus principales detractores la llamaron despectivamente “caja boba”, aludiendo a que el espectador puede permanecer muchas horas de su vida mirando sin interactuar con ella, salvo para apagarla o para cambiar de canal. Internet es el caso absolutamente opuesto desde el punto de vista social. Internet es interactivo, el usuario elige, participa, navega, y modifica los contenidos según su gusto. Evidentemente no es una caja boba y esto puede resultar en un cambio de hábitos de nuestra sociedad que, cada vez más, está concurriendo a espectáculos interactivos de teatro donde no existe el clásico escenario y las butacas. Los espectadores se mezclan con los actores pudiendo, inclusive, modificar el desarrollo de las escenas y su cronología viajando por diferentes escenarios según su gusto.

En el fondo no estamos haciendo futurología, ya que en este preciso momento existen discos DVD que permiten que el espectador elija el ángulo de visión e inclusive la misma trama del argumento, ya que poseen finales alternativos y escenas que pueden ser observadas según lo deseen en síntesis o en detalle.

El Closed Caption

Dejamos para el final algo del presente que aun es desconocido para mucha gente relacionada con la TV. Desde hace mas de diez años en EE.UU. y otros países desarrollados es obligatorio que los televisores que se vendan posean la prestación títulos ocultos o “closed caption”. En este sistema, se envían títulos ocultos como datos agregados al video durante los períodos de borrado. El usuario puede elegir esta prestación desde su control remoto permitiendo, por ejemplo, que un sordo pueda ver TV o que un extranjero pueda solicitar (desde su control remoto) títulos en su idioma de origen.

Esta obligación fue impuesta, en principio, como ayuda a los disminuidos en su audición pero pronto se vió que podría servir para realizar transmisiones internacionales vía satélite. Más aun, no es necesario que el usuario tenga un receptor con closed caption si está conectado a un sistema de cable. En efecto, algunos canales internacionales de cable transmiten la misma señal hacia todo el mundo y la empresa de cable que los toma para su distribución simplemente elige los títulos en el idioma que deseen.

Si un TV tiene display en pantalla (y todos los TVs actuales lo tienen) está capacitado para generar el "closed caption" a lo sumo se requiere que el video llegue hasta una pata del micro para que el micro extraiga la información correspondiente y la digitalice (en algunos casos el digitalizador es externo y está compuesto por un solo circuito integrado). En otros casos se requiere una ampliación de memoria externa, pero lo más importante es que toda la generación de señales de texto se realiza en el microprocesador.

Conclusiones

Como el lector ya habrá observado, los tiempos que vienen no serán sencillos para el reparador de televisores. Si no se actualiza ya puede ir pensando en cambiar de profesión. Por nuestra parte, vamos a cumplir con la obligación de formarlo e informarlo, pero el esfuerzo por aprender sólo lo puede realizar Ud.

La organización de este complemento es tal que en el próximo capítulo vamos a tratar el tema de la TV estereofónica dado que la misma es una realidad tangible y una buena parte de los TVs que llegan a nuestro laboratorio están dotados de sonido estereofónico.

En el próximo capítulo vamos a entrar de lleno en el estudio de los diferentes métodos de modulación que se emplean en la actualidad, para abordar luego el estudio específico de la sección de sonido monofónica y estereofónica de un receptor de TV de última generación.

EL SONIDO: LOS METODOS DE MODULACION

Generalidades

En esta sección, se intentará refrescar el conocimiento del lector, con respecto a los diferentes modos de representación gráfica de una señal. Luego, aplicaremos este conocimiento, a los métodos de transmisión de la información de audio, en un sistema monofónico. Por último, se explicará paso a paso, cómo es un transmisor de TV estereofónico. Este conocimiento es imprescindible no solo para entender la sección de audio de un moderno receptor de TV sino para toda las etapas que involucran la modulación y demodulación, tanto de audio como de video. Sabemos que los temas teóricos suelen ser cansadores para el reparador, pero las técnicas actuales no pueden ser estudiadas sin una base teórica mínima. Ya no basta con la ley de Ohm para entender cómo funciona un TV actual; son importantes los conocimientos generales sobre funciones trigonométricas y sobre todo la representación vectorial de las señales, sin las cuales no puede encararse seriamente la explicación del funcionamiento de un receptor estereofónico.

Representación de una Señal Senoidal

El método de representación más utilizado, es el diagrama temporal o representación en el dominio del tiempo (clásicamente llamado forma de onda). En un par de ejes cartesianos, se asigna al eje "Y" un valor característico de las señal (tensión, corriente, potencia, etc.) en tanto que sobre el eje "X", se representa el transcurso del tiempo, figura 8.

Si bien esta representación es clara, porque nos indica el valor instantáneo de la señal a medida que transcurre el tiempo, es redundante cuando se trata de representar una sinusoide porque ya sabemos de antemano, que el valor instantáneo variará en forma sinusoidal con una frecuencia dada.

Es más sencillo (y a la postre más productivo), utilizar una representación de la señal, como si fuera un vector giratorio cuya proyección so-

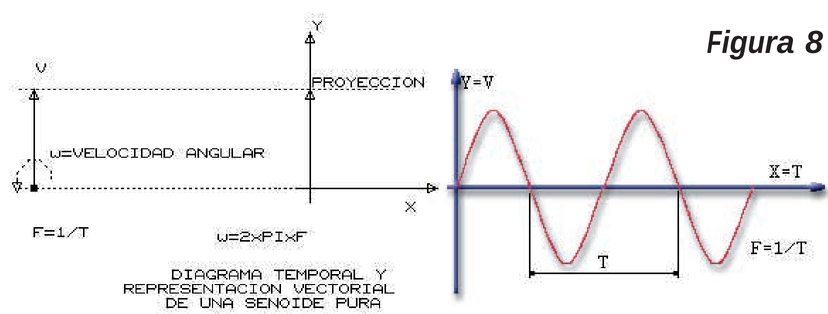


Figura 8

bre el eje "Y" tenga al diagrama temporal como representación. Damos los mismos datos, si dibujamos la forma de onda o si dibujamos un vector, con su longitud representando al valor máximo y su velocidad angular ω (OMEGA) representando la frecuencia o el periodo; dado que la proyección del vector, representada en función del tiempo, equivale a la forma de onda (proyección viene de iluminar; es como si iluminábamos el vector con una luz lejana y observamos su sombra en una pared vertical; veríamos a esta sombra, aumentar de longitud hasta llegar a su valor máximo, luego disminuir hasta cero, invertirse, llegar al máximo negativo y volver a cero para comenzar un nuevo ciclo; todo esto con una frecuencia determinada por la velocidad angular, con la cual está girando el vector).

La Modulación en Amplitud y en Frecuencia

Si pretendemos que una señal transmita información, debemos modificar un valor característico de la misma en el transmisor. Luego, el receptor deberá detectar dicha modificación sin agregar distorsión. Simplemente primero se elige una señal cuya transmisión pueda realizarse con un buen alcance y luego se modifica un parámetro de ella para transmitir la información. Imagínese el lector qué ocurriría si se conectara una antena transmisora directamente sobre la salida de audio de amplificador de potencia excitado por un micrófono. Ocurriría que la señal se transmitiría a apenas unos centímetros de distancia de la antena. La razón es, que para que la antena tenga un buen rendimiento, su longitud debe ser cercana a la longitud de onda de la señal transmitida. Y para las señales de audio esta longitud llega a varios cientos de kilómetros.

¿Para qué frecuencia cortaríamos la antena, para los bajos o para los agudos?

Tendríamos que cortar la antena para una frecuencia central con pérdida de radiación tanto para bajos como para agudos.

La señal elegida para ser irradiada se llamara ahora “señal portadora” y la que modifica un parámetro de esta señal se llama “señal modulante”. La portadora es el vehículo y la información es el contenido del mismo.

Históricamente, el primer parámetro que se modificó, fue el valor máximo (o amplitud) de la señal, dando lugar a las transmisiones de amplitud modulada o de AM. (Las primeras transmisiones fueron de telegrafía, pero se las puede considerar como una variante de la amplitud modulada, ya que se llevaba la amplitud de un valor máximo a cero).

En la figura 9 se pueden observar las dos representaciones de una señal modulada en amplitud. Se observa cómo la representación vectorial simplifica el dibujo y facilita la comprensión. El vector V1 con una velocidad angular muy inferior cambia cíclicamente la amplitud del vector V2,

generando la clásica modulación de AM.

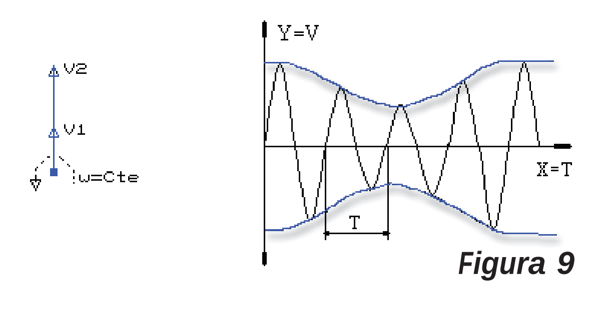
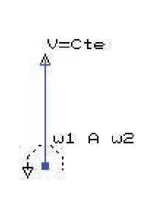


Figura 9

Más adelante, se observó que bien podía modificarse el parámetro frecuencia; conservando constante la amplitud de la señal, dando lugar de este modo, a las transmisiones de frecuencia modulada FM. En el diagrama vectorial, el vector ya no tendrá una velocidad ω constante sino una velocidad que se modifica a lo largo del tiempo en función de la modulación. En este caso, parece que no podría asignarse una frecuencia portadora (la frecuencia F=1/T característica de la señal de AM) pero, como en realidad tenemos un valor máximo y un mínimo podemos considerar al valor promedio como frecuencia portadora que, por otro lado, coincide con la frecuencia emitida en ausencia de modulación (figura 10).



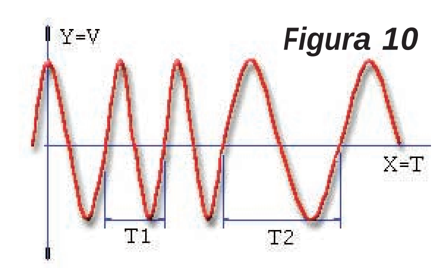


Figura 10

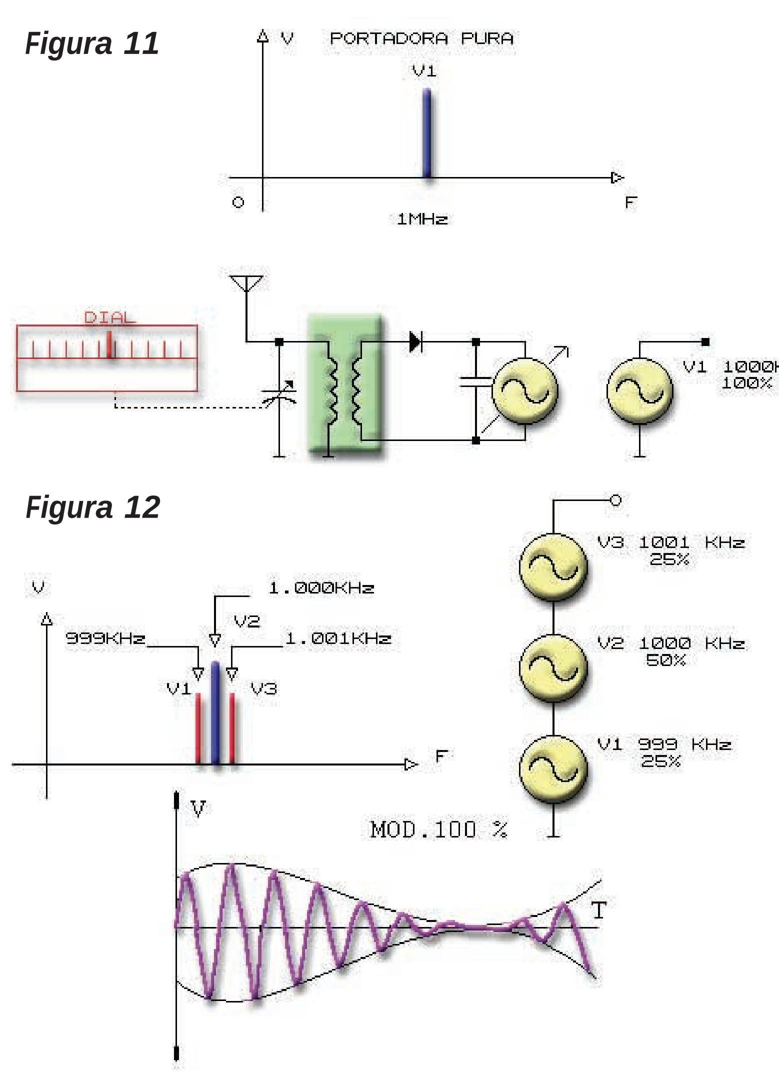
¿Es posible modular más de uno de los parámetros de la onda portadora?

Si, la mayoría de los sistemas de comunicaciones aprovechan todas las posibilidades con el fin de ahorrar ancho de banda. En las transmisiones de frecuencia modulada estereofónica, se utilizan ambos tipos de modulación, ya que es necesario transmitir más de una información, utilizando una sola portadora e inclusive en los módems para PC se pueden llegar a modificar tres parámetros al mismo tiempo (fase, frecuencia y amplitud) para mejorar la velocidad de transmisión.

El Diagrama Espectral

Existe una tercer manera de representar inequívocamente una señal de radio y es a través de su diagrama espectral. En este caso, la representación se realiza a través de un par de ejes coordenados cartesianos, pero en el eje de las absisas se ubica la frecuencia en lugar del tiempo.

Si nosotros emitimos al aire una señal portadora pura de 1MHz, es evidente que toda la energía irradiada estará en la frecuencia portadora. El diagrama espectral correspondiente puede verse en la figura 11. Este diagrama podría asimilarse a una representación de la energía que recibiría un circuito LC de muy alto Q, a medida que se va cambiando la sintonía con el capacitor, que es variable.



Si ahora producimos una modulación de 1kHz, encontramos que la energía se irradia en 3 frecuencias (que podemos verificar con nuestro simple medidor). Las frecuencias irradiadas serán la de portadora, tal como se observa en la figura 12, si la señal está modulada al 100% y las frecuencias laterales que tienen una amplitud igual a la mitad de la portadora. El efecto de la modulación, es igual a la suma de tres generadores de frecuencias iguales a 999kHz , 1000kHz y 1001kHz, con amplitudes tales que la primera y la última son la mitad de la central.

Es evidente, que en el caso de una verdadera transmisión de sonido, la señal de modulación es una onda compleja que contiene frecuencias que van desde unos pocos Hz hasta la frecuencia máxima de modulación (5kHz en AM). Por lo tanto, ya no tendremos dos frecuencias laterales, sino dos bandas laterales que justamente se llaman: banda lateral superior y banda lateral inferior (ver figura 13). Estas bandas laterales son las que, evidentemente, llevan la información y se puede demostrar que una sola de las bandas laterales contiene todo lo necesario para poder recuperar la señal modulante.

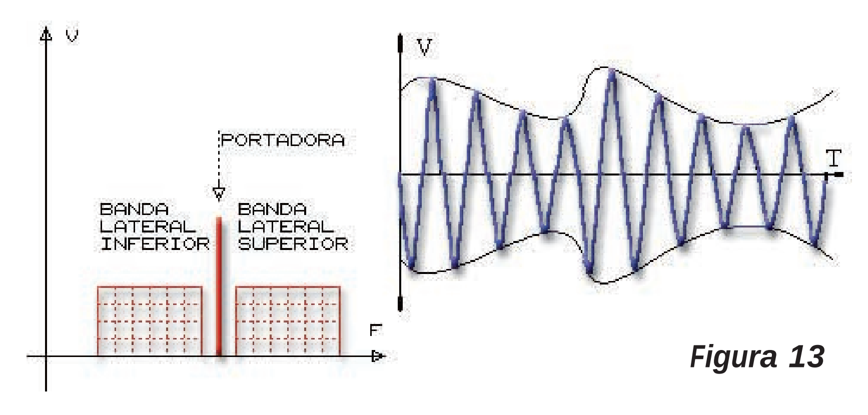


Figura 13

En el primer ejemplo (y por extensión también en el segundo), se observa que la información, no está en la portadora sino en las bandas o frecuencias laterales. De hecho, la información está duplicada en las bandas laterales.

Esto se aprovecha en los sistemas de portadora suprimida y de banda lateral única. En el primer caso la modulación se realiza en una etapa especial que suprime la señal portadora, dejando sólo las bandas laterales. Si a esta señal se la filtra, suprimiendo una de las bandas laterales, se obtiene una señal de banda lateral única.

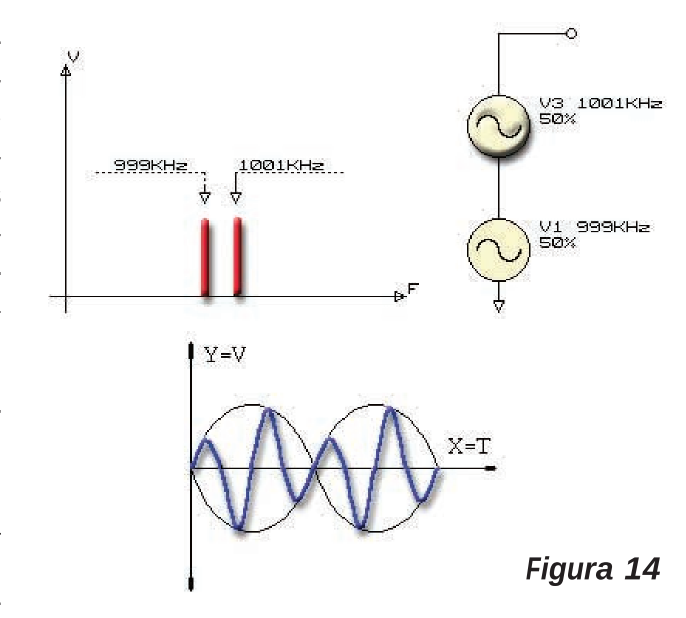
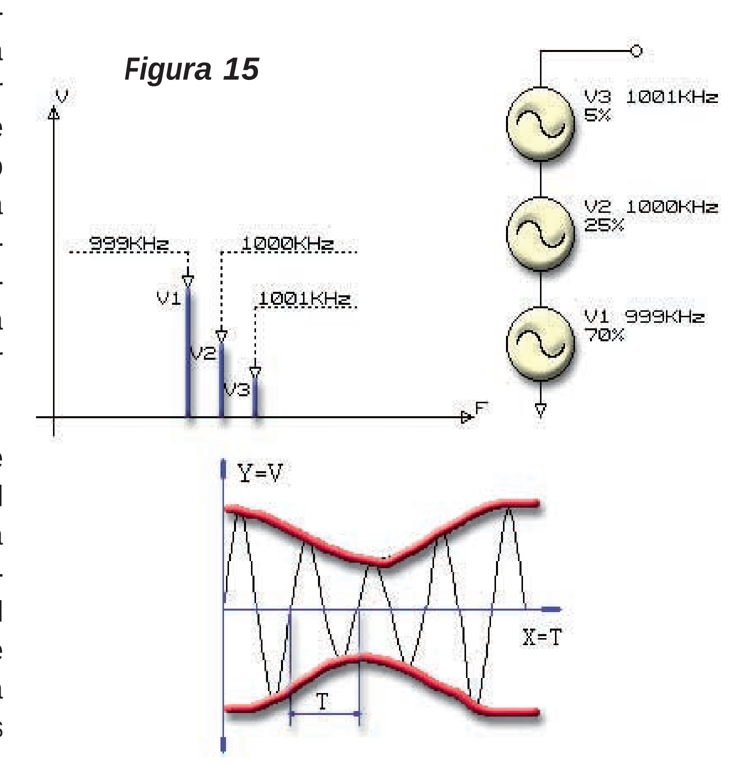


Figura 14

Que la información sea redundante, no significa que no cumpla con una función determinada. Por ejemplo, en un sistema de portadora suprimida, la información sufre una fuerte distorsión como mostramos en la figura 14 de modo tal que en el receptor, no bastará con un detector a diodo para recuperar el audio original. Primero deberá generarse una portadora que luego se debe sumar la señal (bandas laterales). Ahora si tenemos la forma de onda original (tal como la dibujada en la figura 13) de modo que un simple diodo detector puede hacernos recuperar la forma de onda de modulación.

En un sistema donde se deje la portadora y sólo se suprime una banda lateral (transmisión de la señal de luminancia en TV), la recuperación de la señal original es más simple porque la señal no se distorsiona, sino que pierde modulación (empeora la relación señal ruido). En realidad, es imposible quitar una banda lateral, sin atenuar algo la portadora (el filtro del transmisor debería tener bobinas de "Q" muy alto imposible de conseguir en la práctica); por lo tanto, estos sistemas son de banda lateral vestigial, es decir que siempre quedan restos de las frecuencias más bajas de modulación de la banda lateral que se desea suprimir (figura 15).

Figura 15



El espectro de una señal de FM, es mucho más complejo que el de una señal de AM. En la figura 16, se dibuja el espectro de una señal de FM de 1MHz, con una señal modulante de 1kHz. Teóricamente podemos decir que se generan una cantidad infinita de componentes

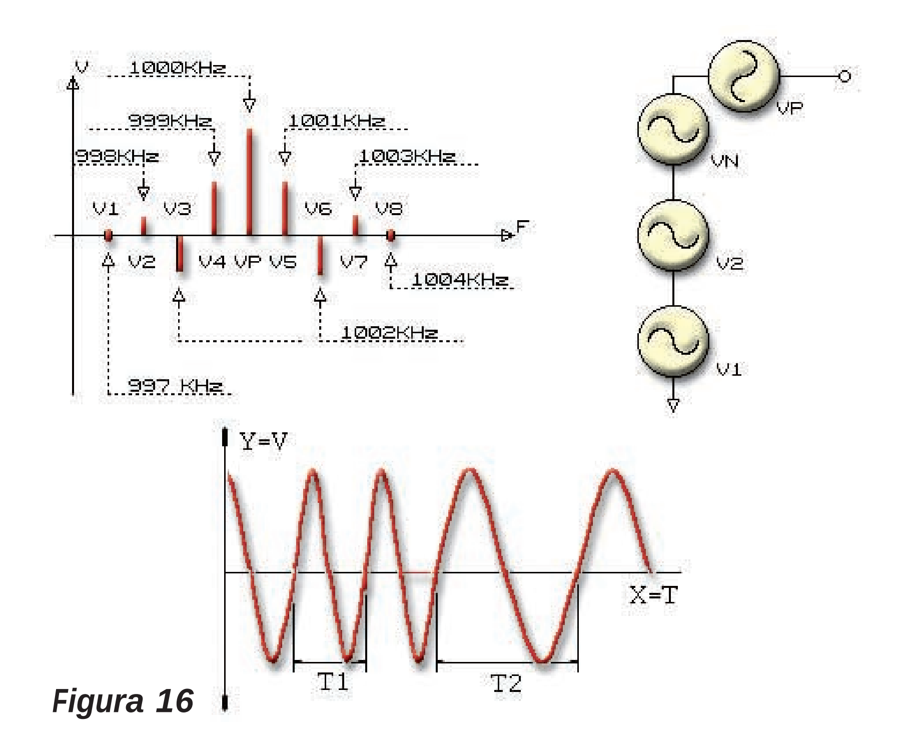


Figura 16

que van reduciendo su amplitud a medida que su frecuencia se aleja de la frecuencia portadora pero, en la práctica, basta con tomar unas diez componentes para realizar un análisis aceptablemente preciso. Como podemos observar, el centro del espectro es el mismo que para una señal de AM (V4, V5 y V6), pero a los costados han aparecido señales, como si la señal modulante tuviera distorsiones de segundo y tercer armónico. En el ejemplo sólo se han dibujado algunos armónicos, pero en realidad estos deberían ser infinitos, lo que ocurre es que van perdiendo amplitud, de modo que su ausencia no es importante. También podemos observar, que los componentes armónicos van cambiando de fase, de modo que los armónicos impares tiene un corrimiento de fase de 180 grados. La importancia de las señales armónicas, esta relacionada con la "Profundidad de modulación" que se determina del siguiente modo:

Variación total de frecuencia = DF = Fmax-Fmin

Corrimiento máximo de frecuencia = CF = DF/2

Profundidad de modulación = PM = CF/Fport

Profundidad porcentual de modulación = PM% = PM x 100

En las transmisiones de FM comercial, donde la modulación es elevada (±75kHz sobre una frecuencia de centro de banda de 100MHz) debe considerarse un alto contenido armónico; en tanto que en la banda de comunicaciones (UHF banda baja) se trabaja con ±5kHz sobre frecuencias portadoras de 300MHz y prácticamente se considera el espectro como si fuera de AM.

En TV monofónica la profundidad de modulación es relativamente grande (±25KHz sobre una portadora de 4,5MHz) y, por lo tanto, el ancho de banda de los circuitos debe ser tal que contenga una considerable cantidad de armónicos.

LA TRANSMISION Y RECEPCION DE SONIDO MONOAURAL

Generalidades

En la parte básica de este curso superior de TV, dejamos de lado el capítulo dedicado a la sección de sonido. Esa omisión tiene un claro contenido didáctico. En un tratado moderno de TV se deben estudiar al mismo tiempo la recepción monoaural y la estereofónica. Por otro lado preferimos realizar primero el repaso sobre métodos de modulación para tratar el tema con mas profundidad. Para entender el funcionamiento del sistema de TV estéreo, es imprescindible dominar el funcionamiento del sistema monoaural. Para ello se indicará primero, como se realiza la transmisión; ya que el proceso que realiza el receptor, exactamente el inverso del transmisor se puede entender con mayor claridad.

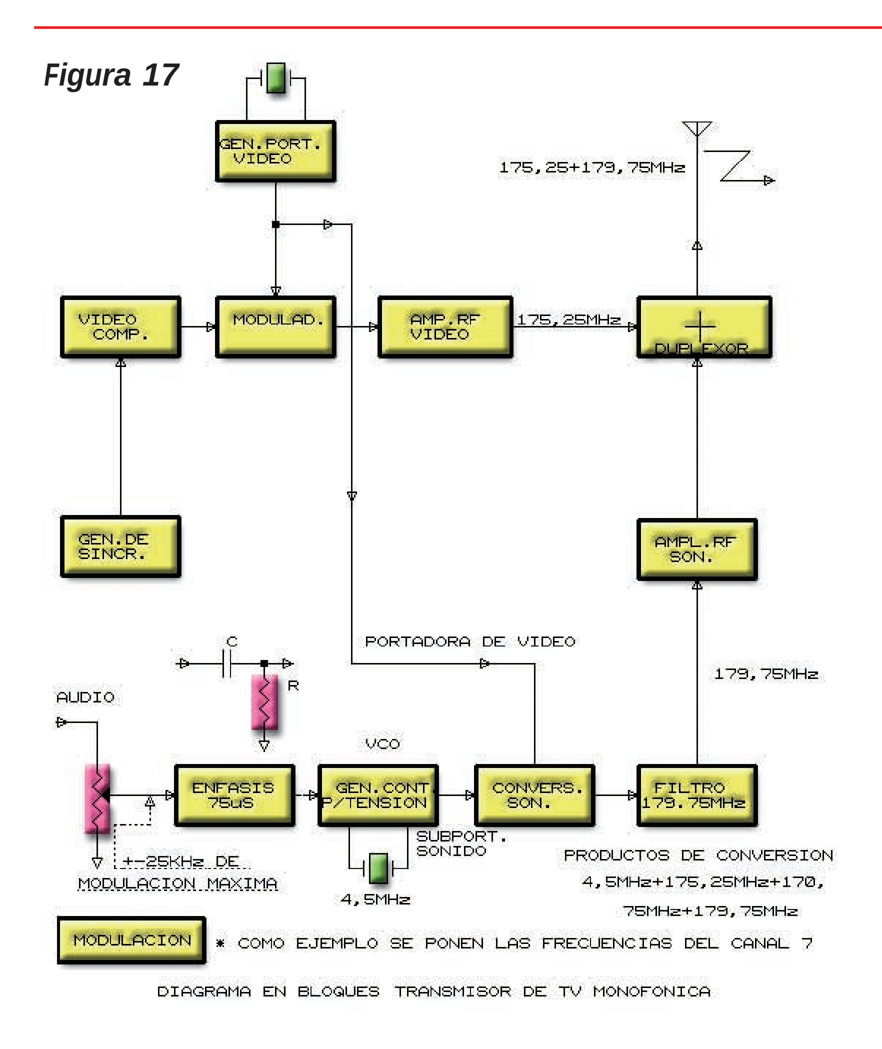
Diagrama en Bloques de un Televisor Monofónico

Como se observa en la figura 17, la señal de audio de la fuente de programa ingresa a un control de modulación, en donde su valor máximo se ajusta para que el índice de modulación sea de ±25kHz para una frecuencia de modulación de 1kHz. Por supuesto que en la actualidad ese simple potenciómetro es reemplazado por sofisticados sistemas de ajuste automático de nivel; pero el criterio es el mismo; limitar la amplitud de la señal de audio para que en los picos máximos se produzca una modulación de frecuencia de solo ±25kHz.

Obtenido el valor adecuado de tensión, se realiza un énfasis de las frecuencias altas de la banda de audio. Esta acción es realizada, a los efectos de mejorar la relación señal ruido ya que en FM, el ruido afecta mucho mas a las frecuencias altas, dado que puede retardar o acelerar el cruce por cero de la portadora de RF. Si este ruido se produce cuando se transmite un agudo, puede modificar el cruce y agregarle mucho ruido; en cambio el mismo pulso de ruido, afectará poco cuando se transmite un bajo, ya que le puede cambiar proporcionalmente mucho menos el punto de cruce por cero. (Cuando se estudien los detectores de frecuencia se verá la importancia del cruce por cero de la portadora).

Este énfasis está perfectamente estandarizado ya que en el receptor se deberá realizar la operación inversa. El estándard sólo necesita indicar cuál es la constante de tiempo del filtro RC que se agrega ya que de ese modo queda perfectamente indicada la respuesta en frecuencia del circuito de énfasis. Para la norma Argentina se utiliza el mismo énfasis que EEUU, exactamente 75µS.

Figura 17



Aprovechando que la energía de los agudos es baja en una información de audio normal, se procede a acentuarla con un filtro RC, antes de producir la modulación en el VCO. Luego veremos que en el receptor, después del detector de sonido; se agrega un filtro RC de características opuestas, para atenuar las componentes agudas y recuperar la respuesta en frecuencia original de la señal de audio.

Posteriormente, la señal ingresa en un VCO (Voltage Controler Oscilator = generador controlado por tensión) que tiene como señal de referencia un cristal de 4,5MHz en la norma Argentina y Americana (las normas europeas utilizan una frecuencia de 5,5MHz). Aquí se produce la modulación de frecuencia (con el índice de modulación adecuado) de la subportadora de sonido.

La subportadora de sonido, se bate con la portadora de video en el conversor de frecuencia de sonido. Este conversor funciona como el conversor de una radio, a su salida se obtiene una señal poliarmónica que contiene entre otros componentes a la suma de frecuencias de las dos señales entrantes. Si esta poliarmónica se filtra se puede separar esa componente de las demás. Por lo tanto a la salida del conversor ya tenemos la portadora de sonido a 4,5MHz exactos por encima de la de video en nuestro ejemplo una señal de 179,75MHz que conserva la modulación de frecuencia de la subportadora de 4,5MHz. Esta señal, se amplifica en el amplificador de RF para ser enviada a la antena transmisora.

La misma antena, se usa para transmitir sonido y video; por lo tanto son sumadas en un duplexor (sumador de potencia de dos entradas). La relación entre las potencias efectivas radiadas, son tales que la potencia de sonido, no sera menor que el 50% ni mayor que el 70% de la potencia irradiada por el transmisor de imagen.

El Receptor de Sonido

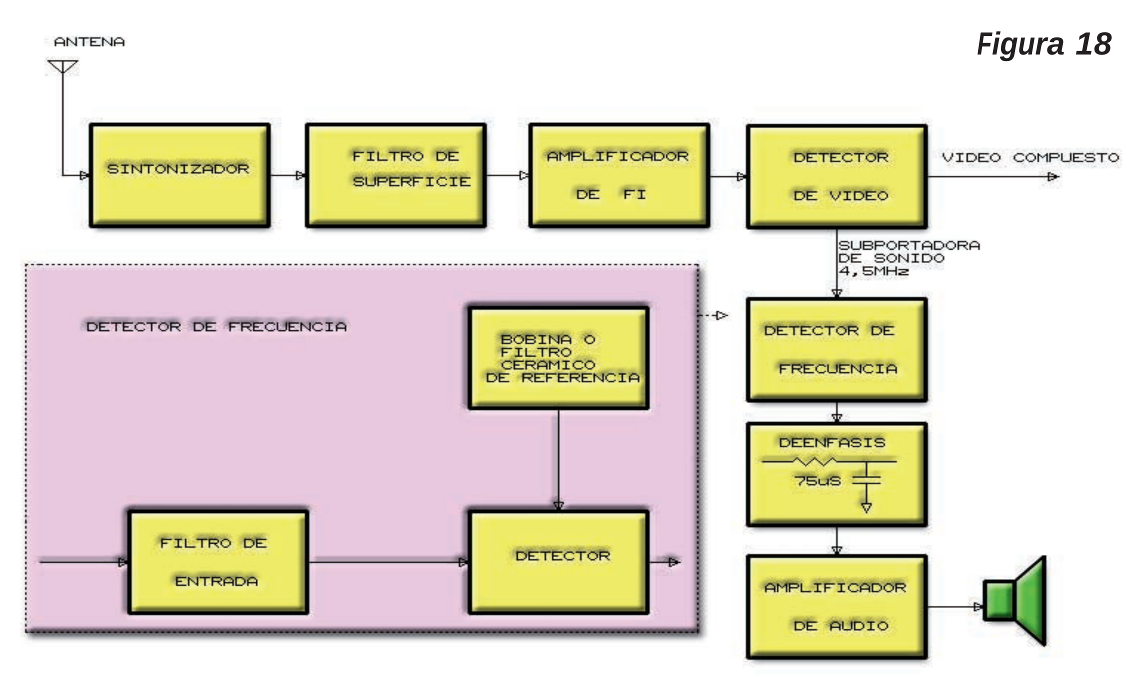
En la actualidad coexisten dos modos diferentes de tratar la señal a la salida del sintonizador. El método clásico amplifica las portadoras de video y de sonido en forma conjunta en la misma FI. Pero los equipos más modernos utilizan las llamadas FI a PLL que poseen características de estabilidad muy superiores a la clásica. Estas etapas serán tratadas más adelante. Por lo tanto, en lo que sigue, trataremos el camino de las señales en las FIs clásicas.

Las señales de video y sonido siguen un camino conjunto desde la antena receptora hasta el detector de video. En la entrada de FI, un filtro de onda superficial, atenúa la portadora de sonido convertida a FI (41,25MHz) a un valor de aproximadamente el 10% de la amplitud que tiene la portadora de video; de este modo evitamos que se produzca intermodulación entre ambas portadoras.

En el detector de video, se produce un batido entre ambas portadoras que da lugar a la recuperación de la señal original de 4,5MHz modulada en frecuencia. (Todo circuito alineal da lugar a la generación de señales de batido y un detector de amplitud es inherentemente alineal, porque ofrece baja impedancia a los semiciclos de una polaridad y alta a la otra para producir el efecto de rectificación).

En la figura 18 se puede observar el diagrama en bloques de la parte de sonido de un moderno receptor de TV monofónico. Mencionaremos que el detector de frecuencia tiene un circuito sintonizado en su entrada, que selecciona solo las frecuencias correspondientes a 4,5MHz, con

Figura 18



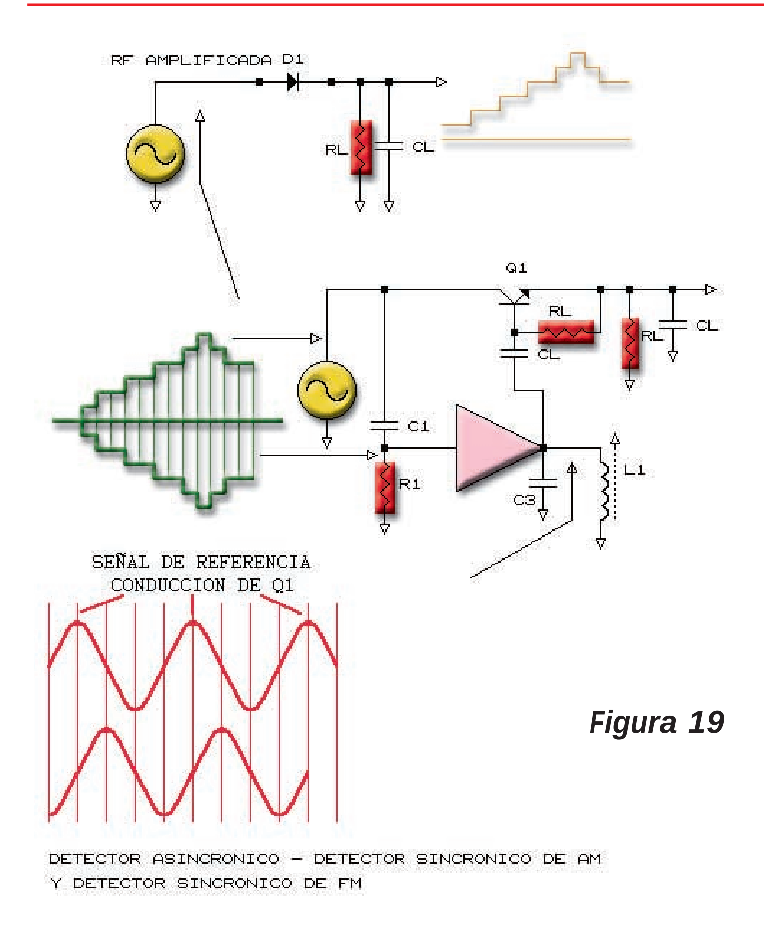


Figura 19

sus bandas laterales y en general hasta el sexto armónico de las mismas. Como la frecuencia máxima de modulación en TV se limita a 15kHz el sexto armónico es 90kHz. Por lo tanto el filtro de entrada se ajusta para recibir una banda de ±90kHz, conectándose para ello un resistor que reduce el Q de la bobina. Este circuito de entrada puede también estar construido con un filtro cerámico.

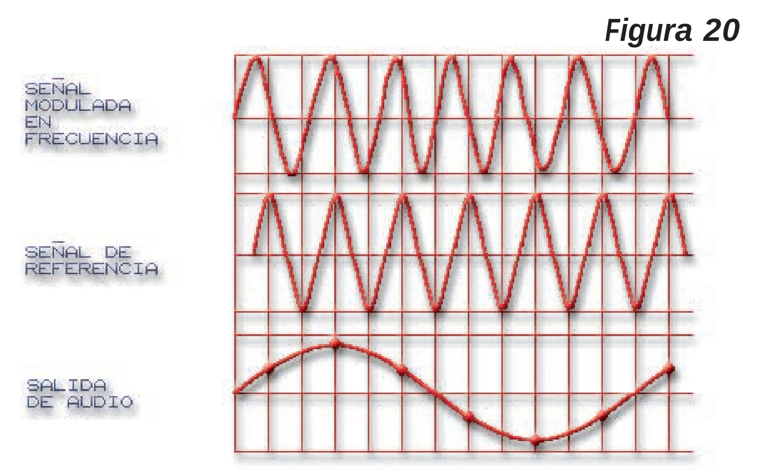
Los detectores de frecuencia actuales, basan su funcionamiento en el detector sincrónico de amplitud; por lo tanto, estudiaremos como funciona un detector sincrónico de amplitud y luego como se modifica para que detecte frecuencia.

Los detectores no sincrónicos, aprovechan simplemente la características E/I de un diodo. Esta característica dista de ser lineal una vez que el diodo pasa a la zona de conducción. Como la señal de video tiene modulación de amplitud, esto significa que cuando se transmite un blanco al detector le llega poca amplitud y por lo tanto presenta una impedancia dinámica bastante alta. Por el contrario, cuando recibe un negro o durante el sincronismo cuando la portadora es máxima, es diodo presenta baja impedancia dinámica. Esto provoca una distorsión de amplitud en la señal de video que comprime los blancos y estira el sincronismo.

En la figura 19 se ha dibujado un detector asincrónico a diodo y al lado, la modificación correspondiente para transformarlo en sincrónico y en detector de FM. En el detector sincrónico, se reemplaza el diodo D1 por un transistor Q1. Si la base de Q1, se polariza en directa solo en el pico positivo de la RF, se producirá un efecto de detección, que como se basa en la resistencia de saturación de Q1 estará libre de distorsiones. Por lo tanto, el problema consiste en generar una adecuada señal de disparo de Q1.

C1, toma una muestra de la señal amplificada de RF y la envía a un amplificador operacional, que tiene una carga sintonizada justo a la frecuencia de la portadora de video. El amplificador tiene suficiente ganancia como para saturarse, aun cuando se transmita un blanco (mínima portadora); pero sobre la salida de éste, tendremos una onda sinusoidal porque C3 y L1 eliminan los armónicos, producto de la saturación del operacional.

Figura 20



C2 hace conducir la base de Q1, justo en el pico positivo ya que además de acoplar la señal alterna, se carga con una tensión continua tal que, solo el máximo de la portadora logra hacer conducir a Q1. R2 descarga levemente a C2 luego del periodo de conducción, de modo que el próximo pico positivo hace conducir otra vez a Q1.

Si queremos que el detector detecte frecuencia en lugar de amplitud, basta con hacer un solo cambio. Se trata de reducir el valor de C1, de modo tal que la señal sobre R1 tenga un desfasaje de 90 grados con respecto a la RF amplificada. Ahora Q1 va a conducir cuando la señal de RF amplificada esté pasando por cero (en los momentos que no hay modulación de frecuencia).

Si introducimos una modulación de frecuencia en la señal de entrada, podemos observar que la salida del amplificador de referencia no está modulada, es decir que dado el alto "Q" del circuito L1,C3, éste solo capta la frecuencia portadora (ver el diagrama espectral de una FM) ignorando las bandas laterales y sus armónicos. En cambio, el colector de Q1 si tiene la señal modulada en frecuencia. En la figura 20 se puede observar la relación de fase de las señales y la señal de salida demodulada.

Se debe aclarar, que en el emisor de Q1 tendríamos pulsos angostos, si no fuera por CL, que conserva el valor de pico en ausencia de los pulsos. En la figura 21 se dibujo una portadora de frecuencia muy baja por simplicidad, en realidad los pulsos están mas cercanos y entonces se comprende mejor la acción de CL.

Este método de detección de frecuencia, con detector sincrónico no es el único que se utiliza en la actualidad. También son utilizados los llamados detectores de producto, cuyo funcionamiento no puede explicarse si no se aplica algo de matemáticas.

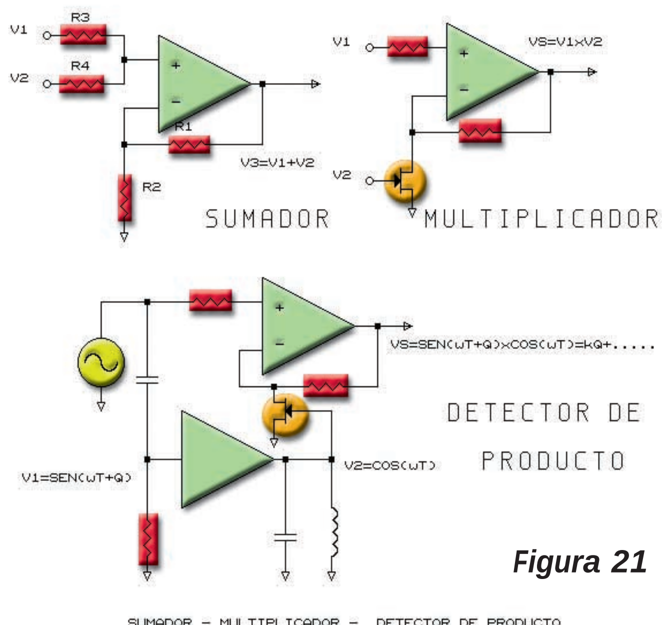


Figura 21

En principio todos sabemos que dos señales pueden sumarse con un amplificador operacional, lo que no es tan conocido es que también pueden multiplicarse dos señales. En la figura 21 se muestra un sumador, luego un multiplicador y luego un detector de producto. En el sumador, la ganancia o amplificación del sistema esta dada por los resistores R1 y R2 según la fórmula (R1+R2)/R2. Si R3 = R4 la salida será proporcional a la suma de V1 y V2.

En el multiplicador, la señal V2 se ingresa a la compuerta de un FET, por lo tanto, este modifica su resistencia entre drenaje y fuente. Este cambio producirá a su vez una modificación de la ganancia de la etapa. La señal V1, se verá amplificada según que la señal V2 sea alta o pequeña, lo cual significa que la señal de salida será proporcional al producto V1xV2.

En el detector de producto, tenemos una red R,C y un amplificador sintonizado igual al detector sincrónico de FM. La salida del amplificador sintonizado tiene un desfasaje de 90 grados con respecto a la señal de entrada (debido a la red RC de entrada) y como se puede demostrar que el sen (ωt+90grados)=cos(ωt), podemos decir que la señal V2 es el cos ωt. El amplificador realiza el producto de ambas señales, que tendrá como componente principal, un valor proporcional al ángulo de fase que a su ves es proporcional a la señal de modulación. También salen otras componentes, pero como son de alta frecuencia se las filtra con un capacitor.

Etapa de FI de Sonido Clásica

En un receptor de TV moderno la etapa de FI de sonido se encuentra por lo general integrada en el chip que comunmente se denomina "jungla". Nosotros vamos a tomar como ejemplo el TV DEWO VPH-8420 que utiliza un jungla LA7685 de SANYO. Este circuito contiene un amplificador de FI un detector de FM un atenuador de controlado por tensión (control de volumen) y una llave analógica selectora de entradas (TV/AV). Vea la figura 22.

La señal de FI de sonido se toma desde la salida de video compuesto (pata 56) se acopla mediante R601 y C603 a un filtro cerámico de 4,5 MHz que selecciona la banda de FI de sonido y se aplica a la pata de entrada (64) que cumple además con la función de ingresar la tensión continua de control de volumen, con destino al atenuador controlado por tensión. Se puede observar que esta tensión de control proviene del microprocesador, más precisamente de la pata de salida de volumen (33) que es del tipo PWM.

Sin importar que el detector de FM sea del tipo de producto o del tipo sincrónico, se requiere un circuito sintonizado de referencia que en este caso está formado por Z802 acoplado a la pata 3 con el inductor L801. El resistor R603 ajusta el factor de mérito de este circuito resonante con el capacitor C603 que opera como desacople de continua.

El circuito de desénfasis tiene su resistor conectado internamente a la pata 1 en donde se completa la constante de tiempo con el capacitor C810. Sigue la llave electrónica que conmuta las

entradas de audio externo y sonido de TV. El audio externo ingresa por la pata 4 desde el conector de entrada de audio. La tensión de control de la llave ingresa por la pata 7 proveniente del microprocesador. Por último, se ubica el atenuador controlado por tensión que opera de acuerdo a la tensión continua existente en la pata 64 ajustando el nivel de la tensión de salida que egresa por la pata 6 con destino al amplificador de potencia de audio.

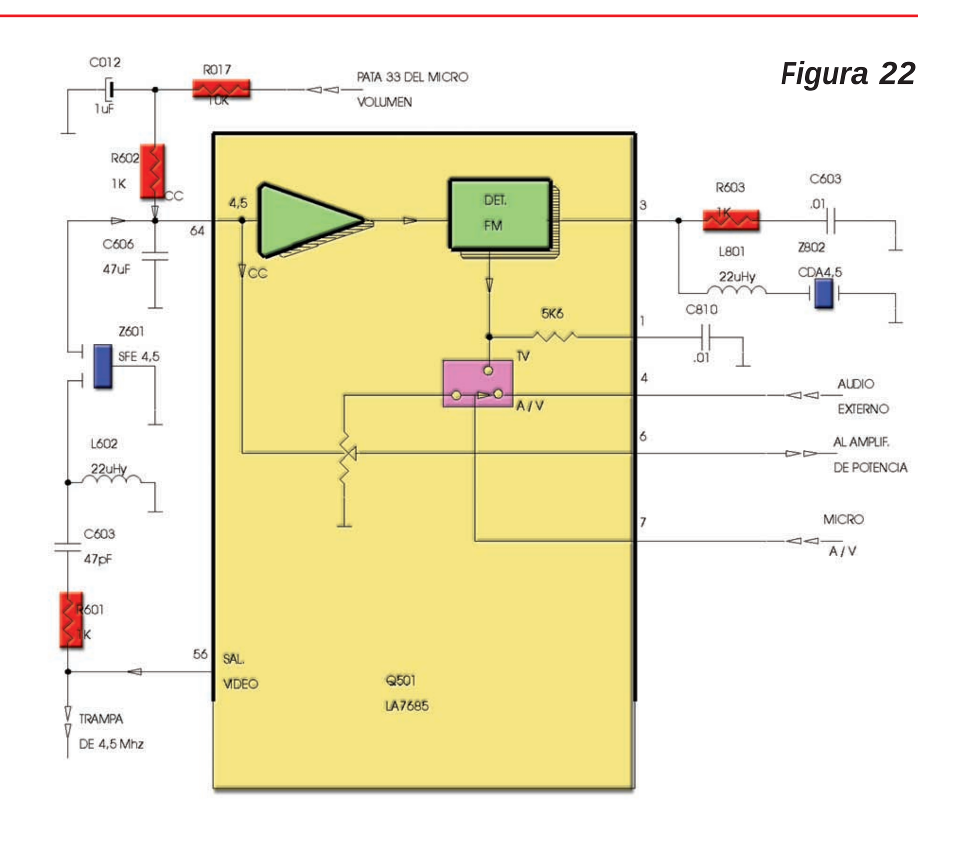


Figura 22

Reparaciones en la Etapa de FI de Audio

Debido a la pequeña cantidad de componentes externos esta etapa puede repararse simplemente con el uso de un téster. Ante la ausencia de audio se debe verificar la tensión continua de la pata 64 mientras se opera el pulsador de volumen (+) y volumen (-). Se observará que la tensión varíe entre 2 y 3V.

El funcionamiento con un fuerte sonido de interportadora nos lleva a verificar los filtros cerámicos de entrada y de referencia que deben ser cambiados por otros del mismo tipo. Nota: cuando una etapa de FI de sonido no tiene bobinas los filtros utilizados están apareados. Puede ocurrir que el reemplazo de uno de los filtros restablezca el funcionamiento pero con algún resto de zumbido de interportadora; en ese caso lo único que se puede hacer es probar con otros filtros de repuesto hasta que alguno funcione adecuadamente. Este es el motivo por el cual muchos TVs de última generación siguen utilizando por lo menos uno de los filtros a bobina ajustable y capacitor.

Si el capacitor C810 está defectuoso el TV presenta un sonido con gran contenido de agudos.

EL SONIDO ESTEREOFÓNICO

Generalidades

En el mundo existe más de un sistema de estereofonía para TV. Prácticamente en toda Europa se utiliza un sistema digitalizado que no tiene sentido estudiar aquí debido a que no tiene compatibilidad con el sistema adoptado en América. Por lo tanto vamos a estudiar el sistema americano o MTS que es un sistema enteramente analógico similar al MPX utilizado para transmitir radio de la banda de FM. El MTS comenzó como un sistema que agregaba un canal de audio, pero antes del reconocimiento oficial en EEUU se modificó para agregarle un segundo programa de audio y la posibilidad de transmitir un canal extra de telemetría para uso privado de las emisoras de TV. Por fin el sistema se consolidó como el sistema MTS con SAP.

Compatibilidad de un Sistema Estereofónico

El sistema estereofónico para TV tomó muchas características del sistema de transmisión estereofónico para radios de FM, llamado SMPX (stereo multiplex). Con la radio ya se había presentado el problema de la compatibilidad (escuchar en una radio común una programación estereofónica) y se había resuelto satisfactoriamente del modo siguiente. Parecería lógico que un sistema estereofónico transmitiera los canales izquierdo y derecho directamente. Pero en este caso un receptor monofónico podría reproducir solo el canal izquierdo o el derecho; decimos en este caso que el sistema no tiene compatibilidad o tiene mala compatibilidad, porque si la emisora transmite música con el acompañamiento muy cercano al micrófono derecho y se elige reproducir el canal izquierdo, se escuchara el cantante con el acompañamiento muy atenuado. La solución consiste en transmitir un canal, que corresponda a la suma de las informaciones del canal derecho e izquierdo y otro canal que corresponda a la diferencia de derecho e izquierdo. Ahora en un receptor monofónico se debe poder recibir el canal suma sin realizarle ningún agregado al decodificador (un simple detector de FM), con lo cual se obtiene la deseada compatibilidad. Para lograr las señales suma y diferencia, en el transmisor se usan circuitos matrices, que no son más

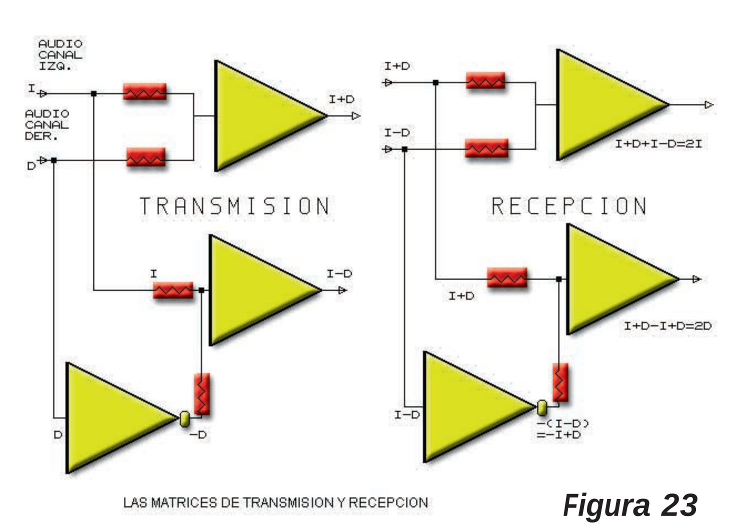


Figura 23

que simples sumadores resistivos. En el receptor se utilizan matrices, que realizan el trabajo inverso para separar las señales derecha e izquierda a partir de las señales suma y diferencia (figura 23).

La Norma MTS

En 1978 el comité de sistemas para emisoras de televisión de los EE.UU (BTSC = BROADCAST TELEVISION SYSTEM COMMITTEE) crea el sistema MTS (MULTIPLEX TELEVISION STEREO); que fuera modificado luego en 1984, conjuntamente con el comienzo de las transmisiones comerciales.

Desde el principio, los diseñadores del sistema, se obligaron no solo a lograr un adecuado efecto estereofónico; Sino también a lograr, la transmisión de lo que llamaron un segundo programa de audio (SAP o simplemente SA). Esto permitiría por ejemplo, mandar información principal estéreo y en un canal separado, información secundaria (por ejemplo en otro idioma para los países bilingües e inclusive un canal de audio con noticias). Mas aun, existe la posibilidad de enviar un cuarto canal, destinado a la transmisión de señales de telemetría; reservado exclusivamente al uso de las teleemisoras, es decir que el receptor normal de TVC estereofónica (en adelante TVCE), no tiene los circuitos destinados a la recepción de este canal. La utilidad de este canal, se apreciará si tenemos en cuenta las múltiples subidas y bajadas a satélites de comunicaciones, que sufre un canal de TV nacional o internacional y el recorrido de las mismas por tortuosos caminos en el mismo interior del canal (la intención es utilizar este canal para telemetrear y telecomandar parámetros de transmisión en sectores inaccesibles o difíciles de ubicar).

En las explicaciones que daremos a continuación, utilizaremos las frecuencias correspondientes a la norma americana; pero a su lado y entre corchetes, se indica las frecuencias que se adoptaron en la Argentina. Debemos mencionar, que estos cambios debieron realizarse obligatoriamente, como consecuencia de la diferencias de frecuencias de barrido horizontal, entre el sistema NTSC (15.734Hz) y el sistema PAL N (15.625Hz).

La Transmisión Según la Norma MTS

El diagrama en bloques del transmisor de TVCE, es exactamente igual que el de TVC. Las diferencias están exclusivamente a nivel de la señal modulante de FM (la señal de audio). Esta, que en un transmisor monofónico es simplemente la señal de audio interna del canal, en el transmisor estéreo, es una señal compuesta que tiene un ancho de banda de unos 110kHz. De cualquier modo, el lector debe comprender que esta señal compuesta, modula al generador de subportadora de sonido de 4,5MHz, tal como lo hace la señal de audio del transmisor monoaural, es decir una simple modulación en frecuencia. No importa que ese paquete de señales que podemos llamar de audio extendido tenga subportadoras y estas estén moduladas en amplitud fase o lo que fuera; la señal modulada

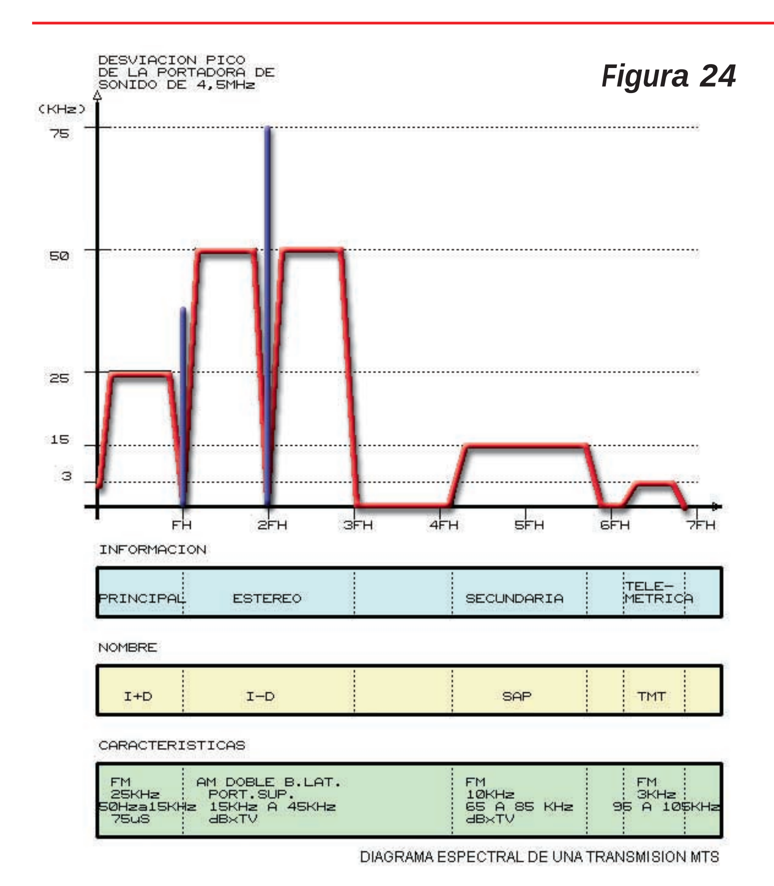


Figura 24

DIAGRAMA ESPECTRAL DE UNA TRANSMISION MTS

es una simple señal de FM que no puede tener modulaciones de amplitud, fase o de ningún otro tipo ya que estas ocasionarán interferencias molestas. Luego de detectar esa FM se podrán encontrar subportadoras con diferentes tipos de modulación que serán decodificadas a su tiempo.

La única diferencia, estará en los circuitos pasabanda de transmisión y de recepción; porque la banda pasante, es función de la frecuencia máxima de modulación que en transmisiones monoaurales es de 15kHz y en estereofónicas de 110kHz.

En la figura 24, se presenta el diagrama espectral de una señal MTS. En el podemos observar, que la banda base (0 a 1FH) está destinada a la transmisión de la señal I+D, inclusive con el mismo énfasis (75µS) que se usa en un transmisor monofónico. Esto nos asegura una completa compatibilidad con los receptores monofónicos e inclusive, asegura la retro compatibilidad; es decir que una emisora monofónica puede ser recibida en un TVCE. Esta señal, se transmite de modo que sus picos máximos produzcan 25kHz de desviación sobre la subportadora de sonido (4,5MHz). A continuación y entre 1FH y 3FH se transmite una señal de AM modulada en amplitud, con portadora suprimida y doble banda lateral. La frecuencia portadora es de 31.468kHz [31.250kHz]. Esta señal, se transmite con una amplitud tal, que produce una desviación de 50kHz en los picos máximos, sobre la subportadora de 4,5MHz.

Como esta señal tiene suprimida la portadora, se transmite una señal piloto de 15.734Hz [15.625Hz], cuya finalidad es recons-truir la subportadora I-D en el receptor, de modo que sumada a la doble banda lateral, reconstituya la señal original de modulación en amplitud, que debidamente detectada; nos proveerá la señal I-D. La señal piloto se transmite con una amplitud tal, que produce una desviación de 5KHz sobre la portadora de 4,5MHz..

La señal I-D, sufre un proceso de enfatización antes de la modulación, con el fin de mejorar la relación señal a ruido. Esta enfatización, está implementada con el sistema dBxTV; que por ahora no analizaremos con mayores detalles. Solo diremos, que el sistema toma señales en una banda alrededor de los 300Hz y en otra alrededor de los 3000Hz. Ambas bandas, se analizan con medidores de valor eficaz y en función de estos dos parámetros se refuerzan algunas frecuencias y se atenúan otras, en el paso previo a la modulación.

La banda de audio, que se transmite para el canal I-D es de 50Hz a 15kHz. El canal SAP, se transmite por modulación de frecuencia, con una portadora de 5FH es decir 78.670Hz [78.125Hz]. También utiliza un énfasis por el sistema dBxTV y la banda de la señal modulante, se limita de 50Hz a 10kHz. La amplitud de esta señal, es tal que produce una desviación de 15KHz en la subportadora de sonido de 4,5MHz.

Por último, la señal de telemetría se transmite por modulación de frecuencia en 102.271Hz [101.562], con una frecuencia máxima de modulación de 3kHz y produciendo una desviación máxima de 3KHz sobre la subportadora de sonido de 4,5MHz.

La elección de los modos de modulación y la desviación sobre la subportadora de sonido, no son arbitrarios. Por ejemplo, la modulación en amplitud de I-D, evita que se produzcan componentes de modulación, por encima de la banda lateral superior (afectando a la señal SAP) y por de debajo de la banda lateral inferior (afectando a la señal I+D).

La supresión de la portadora de I-D evita la creación de armónicos que afectarían la señal SAP y la elección de su frecuencia en 2FH produce eventuales armónicos en 4FH y 6FH que están fuera de la banda de SAP, que se ubica entre 4,3 y 5,7FH.

Por otro lado la señal piloto (1FH), puede interferir con su quinta armónica en la banda de SAP; pero como se transmite con muy baja amplitud la interferencia será despreciable.

Si no se hubieran modificado en nuestra norma las frecuencias originales del sistema MTS NTSCM, se producirían batidos entre la 2 armónica de FH que está incluida en la señal de video, y la portadora de I-D (o sus frecuencias bajas de modulación), ya que tendríamos señales de 31.250Hz y de 31.468Hz produciendo un zumbido de 218Hz y sus armónicos. (En SAP el batido es más audible porque ocurre entre 78.670Hz y 78.215Hz cuya diferencia es 455Hz). Al cambiar las frecuencias el batido será de frecuencia cero, sobre todo; porque todas las portadoras de transmisión, están enganchadas en fase con la frecuencia horizontal; ya que se obtienen en un multiplicador de frecuencia. Parecería que la condición anterior, ocurriría si un usuario recibiera una señal de aire NTSC estéreo (por ejemplo un usuario que tenga un sistema de recepción satelital propio). Pero no es así ya que entonces recibiría la señal NTSC con las subportadoras adecuadas para que no se produzcan batidos. En ese caso el receptor deberá estar dotado de circuitos que permitan un funcionamiento adecuado aun con las frecuencias de portadora desplazadas (veremos luego que se usan sistemas a PLL que serán adecuadamente explicados a su tiempo). Cuando se usa una videocasetera NTSC estéreo, no se produce ningún problema, porque las señales; ingresan por el cable de audio/video, directamente como canal izquierdo y canal derecho.

Diagrama en Bloques de un Transmisor MTS

En la figura 25 se puede apreciar el diagrama en bloques de la sección de sonido, de un transmisor MTS. La señal de audio derecha e izquierda, ingresan en una matriz, que realiza la suma y la diferencia de las señales I y D.

Figura 25

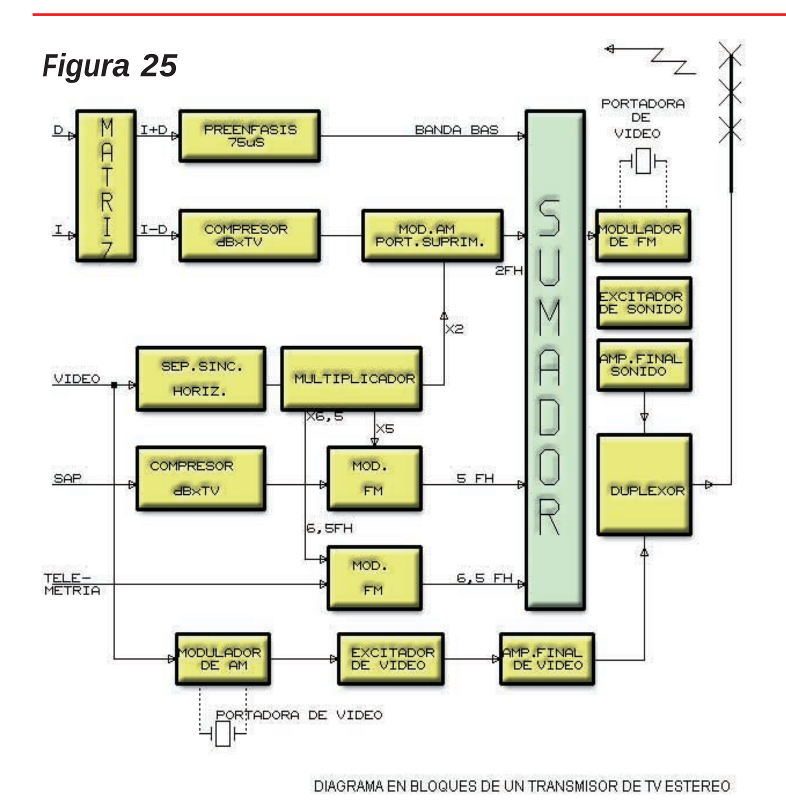


DIAGRAMA EN BLOQUES DE UN TRANSMISOR DE TV ESTEREO

La señal I+D, pasa por una etapa de preénfasis, para resaltar los agudos, según un filtro RC de 75µS. La salida enfatizada, pasa por un sumador donde se agregan la otras señales y de allí directamente al modulador de FM, excitador, amplificador final y duplexor donde se agrega la portadora video.

La señal I-D pasa por el compresor dBxTV y de allí al modulador de AM que tiene un sistema de supresión de portadora. La portadora se obtiene de la señal de video por intermedio de un separador de sincronismo y un multiplicador que tiene una salida multiplicadora X2, X5 y X6,5 (estas últimas salidas se usan para SAP y telemetría). Lógicamente la salida del modulador se sumará a la señal I+D en el sumador.

La señal SAP atraviesa un compresor dBxTV y de allí pasa al modulador FM donde ingresa la señal de 5FH. La salida de 5FH modulada en frecuencia ingresa al sumador donde se suma a I+D y 2FH modulada en amplitud por I+D. La señal de telemetría, se aplica directamente a un modulador de FM en donde ingresa la portadora de 6,5FH. La salida del modulador, pasa al sumador donde se suma a la señal I+D y 2FH modulada en amplitud por I-D y 5FH modulada en frecuencia por la señal SAP. En la parte inferior se muestra el camino desde la señal de video compuesta color hasta la antena.

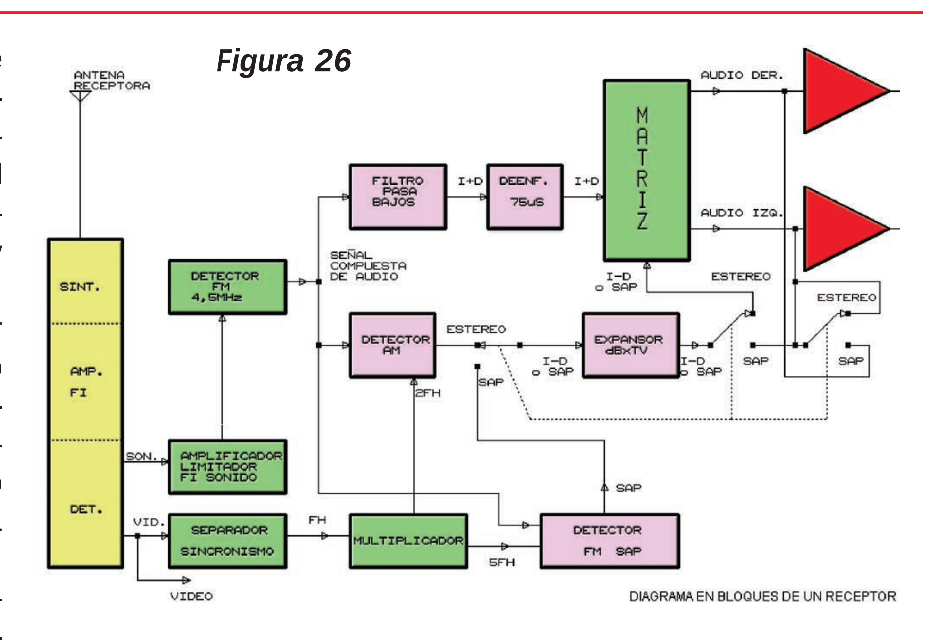
Diagrama en Bloques de un Receptor MTS

En la figura 26 puede observarse el diagrama en bloques de un receptor MTS.

La señal de audio y video, transitan juntas por el sintonizador el amplificador de FI y el detector. En este se produce el batido entre las portadoras de imagen y sonido, dando lugar por un lado a la señal de FI de sonido de 4,5MHz y por otro, a la señal de video compuesto que sigue por el diagrama en bloques habitual.

La señal de FI de sonido, modulada en frecuencia por la señal compuesta de sonido, se amplifica y limita en amplitud, en un amplificador de FI; para luego llegar hasta el detector de FM del tipo sincrónico o multiplicador. La salida del detector, es la señal de audio compuesta original; es decir, un paquete de señales de audio que es necesario abrir para obtener la información deseada. Con un filtro pasabajos, simplemente, separamos las componentes de 0 a 15kHz. En esta parte, está la información I+D; que debe ser pasada por un filtro R, C de 75µS (desénfasis); antes de ser enviada al circuito matriz y de allí al amplificador de audio.

Figura 26



Con un detector de AM, que incluye un filtro de entrada que va de 15 a 30kHz, se detecta la señal I-D. Este detector, necesita la reposición de la portadora suprimida en el transmisor; para ello la señal de video, es aplicada a un separador de sincronismo horizontal y a un multiplicador, desde donde se obtiene la necesaria señal de 2FH, para reponer la portadora del detector de AM. La salida del detector, es la señal I-D; pero que está comprimida según el método dBxTV. Por lo tanto, deberá pasar por un expansor dBxTV antes de entrar a la matriz. La salida de la matriz, ya tiene los canales de audio I y D que se amplifica y envían a los parlantes.

Un detector de FM, que incluye un filtro de entrada de 5FH; es responsable de la decodificación de la señal SAP. Puede ser del tipo sincrónico o multiplicador; con la única diferencia, de que no necesita un circuito L, C para obtener una portadora libre de modulación; ya que esta portadora, la podemos obtener del multiplicador que tiene una salida de 5FH. La salida del detector de SAP, es la señal de audio del canal secundario; pero comprimida según la norma dBxTV. El expansor es el mismo que usa el canal I-D, que se conmuta con una llave llamada estéreo-SAP. Otra llave estéreo SAP, envía la señal de salida del expansor a ambos canales de audio en paralelo. Es un diagrama en bloques muy general pero adecuado para entender los principios de funcionamiento del sistema.

Circuitos Decodificadores Estéreo Modernos

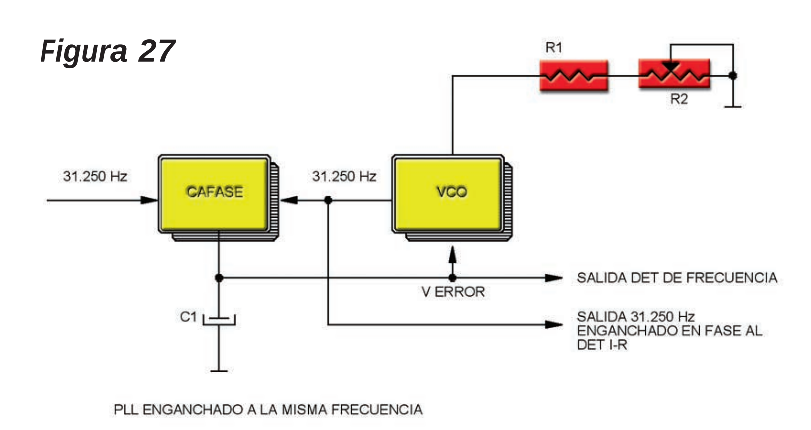
Los circuitos decodificadores estéreos modernos difieren en su diseño con referencia al diagrama en bloques visto en el capítulo anterior; el concepto es el mismo pero la solución es otra más

adecuada a las técnicas modernas. Los PLL son circuitos de uso general muy utilizados cuando se trata de regenerar portadoras o decodificar una modulación de frecuencia y los tratamos aquí para poder explicar luego el funcionamiento de un decodificador estéreo de ultima generación.

Los circuitos integrados PLL son una combinación de un detector de fase con un VCO. Las diferencias entre los distintos PLLs está, por lo general, en el rango de frecuencia en que trabajan; existen desde frecuencias de audio hasta algunas decenas de MHz.

Con un PLL podría por ejemplo diseñarse una etapa de CAFase horizontal para TV o la sección de cambio de norma de una videocasetera o circuitos de reconstrucción de sincronismo horizontal en un "DECO" para señales codificadas de cable o de aire. Un PLL es ideal para recuperar la portadora suprimida de 31.250Hz sobre la que se transmite la señal I-D.

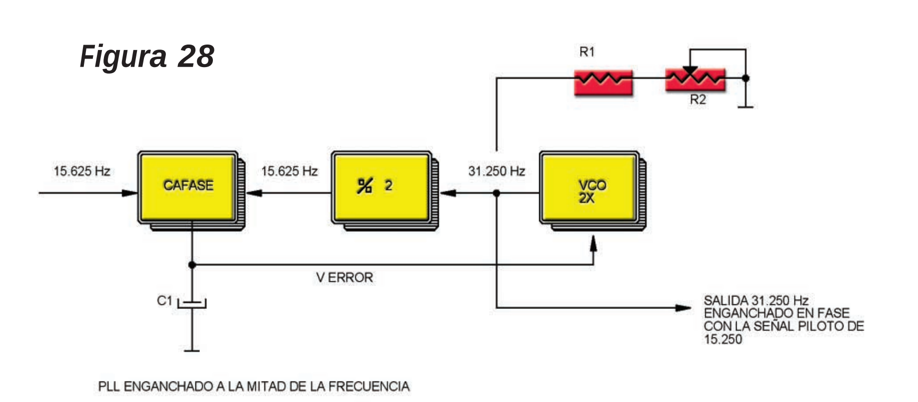
Figura 27



En la figura 27 mostramos un PLL básico en disposición de capturar una señal de la misma frecuencia que la del VCO. Observe que el VCO tiene un preset de ajuste; cuando él se dispone para que la frecuencia libre quede muy cercana a la de entrada el CAFase, genera una tensión de error que engancha al VCO. Por supuesto que esto no nos sirve para enganchar al VCO con la señal piloto porque esta tiene una frecuencia de 15625Hz; pero este circuito resulta muy útil como detector de frecuencia para recuperar la señal SAP; solo basta con cambiar la frecuencia libre del VCO y llevarla a los entornos de 5FH para que el CAFase enganche. Una vez enganchado el CAFase sigue a las variaciones propias de la modulación de frecuencia y lo hace cambiando la tensión de error. Esto significa que la tensión de error es proporcional a la frecuencia y el PLL se convierte en un detector de frecuencia. Por supuesto que C1 deberá tener un valor pequeño para que la tensión de error pueda variar al ritmo del audio transmitido.

Para conseguir que el circuito capture la señal piloto es necesario realizar la modificación que proponemos en la figura. 28. Observe que se agregó un divisor por dos entre el VCO y el CAFase. Lo importante es que ahora el CAFase tiene dos frecuencias similares para comparar y generar una tensión de error que corrija la

Figura 28



frecuencia libre del VCO de manera de obtener un sistema enganchado. La salida de 31.250Hz se envía al detector de AM que se encarga de generar la señal I-D. Recuerde que la señal I-D tiene la portadora suprimida y por lo tanto requiere que ésta sea restituida antes de proceder a realizar la detección de AM. La restitución se realiza en un circuito sumador donde se suman las bandas laterales que de I-R y la portadora regenerada en el PLL. Posteriormente bastaría con utilizar un simple detector de AM con diodo y capacitor para recuperar la señal I-R. Sin embargo, por razones de linealidad se utilizan detector sincrónicos como los vistos en capítulos pasados.

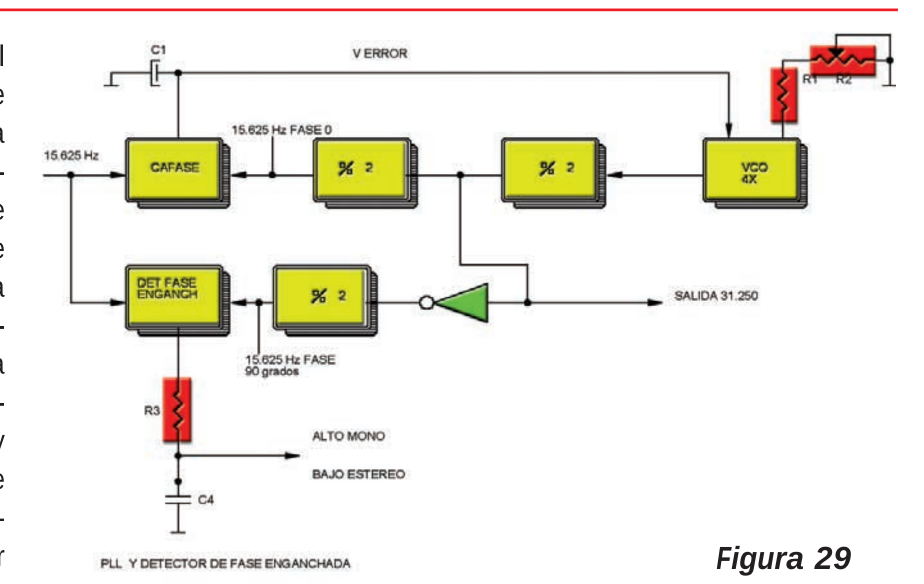


Figura 29

Los PLL básicos siempre se complementan con circuitos detectores de estado del CAFase. Un CAFase puede estar enganchado o desenganchado. La condición es importante para cambiar las características del CAFase y lograr el reenganche (ganancia y/o constante de tiempo) y también para anular el funcionamiento de los circuitos que emplean la salida del CAFase dado que estos entregan una señal incorrecta en condición de desenganche. En la figura 29 mostramos los circuitos agregados al CAFase básico. Observe como el VCO se lleva a una frecuencia de 4FH y luego se ponen dos divisor por 2 en cascada para obtener la señal de comparación de 15.625Hz (con fase cero). Sobre la salida del primer divisor por dos también se agrega un inversor que invierte la fase en 180 grados y en su salida otro divisor por dos para obtener una señal de 15.625Hz desfasada en 90 grados (el divisor divide tanto la frecuencia como la fase). El detector de fase enganchada contiene un circuito idéntico al del control automático de fase pero sin la realimentación de CC al VCO. Cuando el lazo principal de fase se engancha las señales de muestra y referencia de este segundo lazo se encuentran con una fase fija de exactamente 90 grados y por lo tanto su salida es nula. En la condición del lazo principal de fase desenganchado las señales de muestra y referencia del segundo lazo están variando su fase constantemente y la salida de error es una CA; la red R3, C4 filtra el valor medio de esa CA que puede utilizarse como señalización mono/estéreo ya que en mono no existe piloto y el lazo principal está desenganchado.

El Canal I+D

En la figura 30 le mostramos el canal completo de decodificación de I+D; en principio parecería que no se necesita más que un filtro pasa bajos para obtener la señal de suma y en efecto así

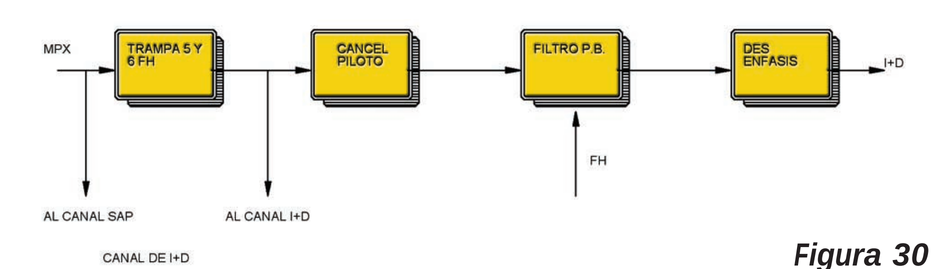


Figura 30

es, pero el circuito admite algunas mejoras que pasamos a detallar: la señal MPX tiene un alto contenido de energía en algunas frecuencias características como por ejemplo 5FH y 6FH, estas frecuencias son por supuesto inaudibles pero si se envían al amplificador de audio pueden batirse con otras señales armónicas de la frecuencia horizontal (quinta armónica irradiada por el fly-back, por ejemplo). Un circuito trampa en esas frecuencias termina con el problema de raíz. Otra mejora más importante aun, es la cancelación de la señal piloto de 15.625Hz que es audible. Piense que una vez enganchado el lazo principal de fase tenemos una señal del segundo detector por dos con relación de fase cero con respecto al piloto; esa señal es una onda cuadrada pero su frecuencia fundamental puede anular la señal piloto si la enviamos a un restador con la amplitud correcta, junto con la señal MPX. Desde luego que los armónicos ahora generan señales interferentes pero son inaudibles y fácilmente reducibles con un filtro pasabajos. Por último, recuerde que I+D fue enfatizada en el transmisor y requiere un adecuado desénfasis en el receptor antes de ser enviada a la etapa de matrización.

El Canal SAP

El segundo programa de audio se envía como modulación de frecuencia en 5FH. Ya explicamos que demodular FM es una de las posibilidades que tiene el famoso PLL. Por lo tanto en la cadena SAP existirá un demodulador a PLL con su propio circuito VCO (no se puede usar el VCO de 4FH ya que necesitamos un oscilador que siga a las fluctuaciones de frecuencia de la señal SAP). El canal empieza con un filtro electrónico integrado en la frecuencia de 5FH; luego va al demodulador a PLL y a un filtro pasa bajo que elimina las frecuencias superiores a 20kHz (figura 31).

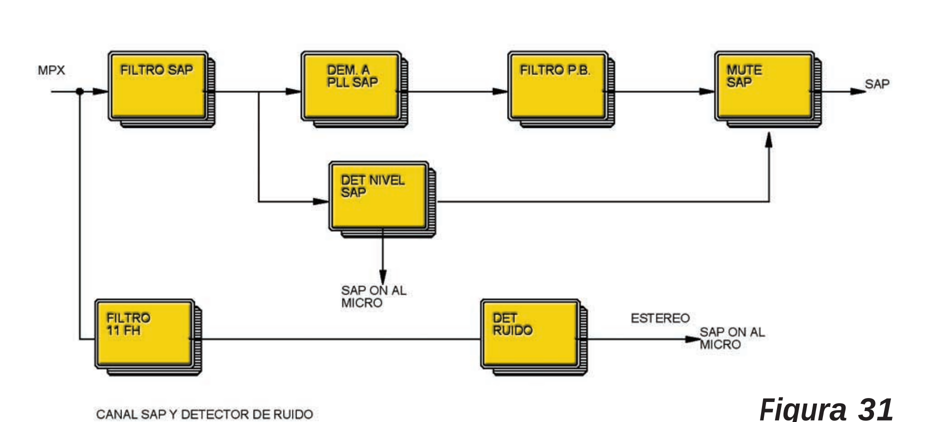


Figura 31

El canal de SAP tiene una importante tarea secundaria. Es el encargado de determinar si el sistema funciona con el suficientemente bajo ruido que permita una escucha adecuada en estéreo o con SAP. Si la

señal de antena es baja es preferible que el TV quede forzado a trabajar en sonido monofónico ya que cuando se abre el canal estéreo o mas aun el segundo programa de audio, el ruido sobre el sonido se ve fuertemente incrementado (recuerde que cuando mayor es el ancho de banda mayor es el valor medio del ruido). Si se coloca un agudo filtro de 11FH sobre la entrada MPX no se debería obtener ninguna señal de salida ya que en esa frecuencia no existen portadoras ni bandas laterales. Si existen señales, ellas estarán producidas por el ruido que ingresa junto con la señal; como el filtro de entrada es muy selectivo la salida de ruido contiene prácticamente una sola frecuencia: la de 11FH (en el límite para selectividad infinita es una onda senoidal pura). El detector de ruido está formado por un detector de amplitud y un recortador de nivel que generan la señal "STEREO-SAP ON" que se envía al microprocesador. Cuando ST-SAP ON está en cero el microprocesador habilita la reproducción de señales estereofónicas o del SAP.

No todas las transmisiones tienen una señal SAP. De hecho solo unas pocas la tienen; en este caso el canal SAP debe tener un silenciador propio que se ubica a la salida del filtro SAP y que mide la amplitud de la señal. Si esta amplitud está por debajo de un mínimo determinado opera el circuito de mute del SAP y se le avisa al microprocesador por medio de la señal SAPON para que apague la indicación SAP del display (generalmente una indicación en pantalla que aparece cuando se agrega información SAP).

La Sección dBxTV

Las transmisiones estereofónicas o de SAP son bastante más ruidosas que las monofónicas; en principio tienen una relación señal a ruido unas tres veces mayor debido a que ése es el incremento del ancho de banda necesario para incluirlas. Por lo tanto se busca encontrar los medios necesarios para reducir el ruido propio del sistema. La norma indica que ambas señales (estéreo y SAP) tenga incluido un sistema de reducción del ruido adaptado del sistema dBx utilizado para grabación magnética profesional y para otros servicios. El sistema modificado lleva el nombre de dBxTV. Todos los sistemas de reducción de ruido funcionan bajo el mismo principio; en la emisión se realiza una enfatización de algún tipo que luego se desenfatiza en la recepción para que el sonido recobre su característica original. La enfatización puede ser una modificación de la respuesta en frecuencia (distorsión de frecuencia) o una compresión de amplitud (distorsión de amplitud) o ambas al mismo tiempo; en el dBxTV se utiliza ambas predistorsiones.

Si el alumno se está preguntando como una predistorsión y una posterior distorsión complementaria pueden reducir el ruido le aclaramos que es debido a que la banda de audio no tiene componentes de igual amplitud para todas las frecuencias. La zona alta del espectro contiene poca energía y jamas llega al 100% de modulación del transmisor. Cuando menor es la modulación peor es la relación señal a ruido; la enfatización corrige esta característica del sonido y logra mayores modulaciones para estas frecuencias altas. Si se realiza una acentuación de este tipo se corre el riesgo de que un sonido del tipo electrónico, tan común en esta época de sintetizadores, pueda producir una sobremodulación. El problema se resuelve con la inclusión de una enfatización variable en fun-

ción del nivel de la señal en la banda elegida. Si la señal tiene buen nivel no se enfatiza y si su nivel es pequeño se enfatiza considerablemente.

También ocurre que algunas informaciones de audio tienen un rango dinámico muy grande; es decir que en algunos momentos producen poca modulación y otros producen una modulación máxima. Esto es típico por ejemplo en la música clásica; en alguna partituras existen secciones con solistas, que inclusive ejecutan con poco nivel de sonido, y otras a toda orquesta. La única manera de compensar esto es realizando una medición de nivel a banda ancha y amplificando más cuando menor sea el mismo. Por lo tanto el circuito dBxTV del transmisor posee en compresor que actúa a través de un filtro de banda ancha que comprime en función del valor eficaz de la señal de audio y otro compresor que opera a través de un filtro llamado filtro espectral que tiene una respuesta similar a la del oído humano. También se incluyen dos filtros fijos uno de los cuales refuerza los agudos a partir de los 408Hz y el otro a partir de los 2100Hz, refuerzo este que se suma al clásico preénfasis de las transmisiones de FM.

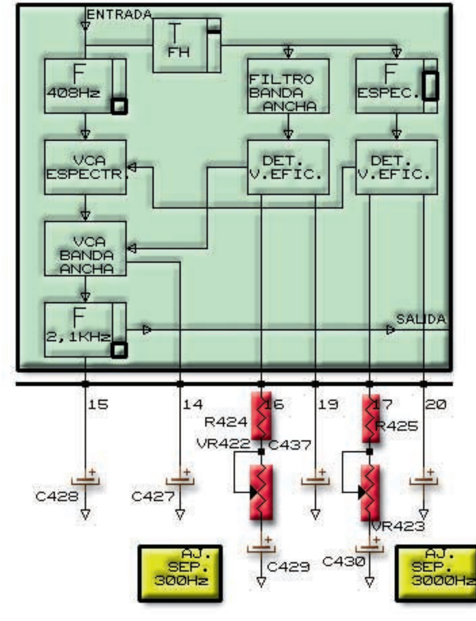


Figura 32 DECODIFICADOR dBxTV

En la figura 32 le mostramos una sección dBxTV completa del receptor donde podemos observar que la señal de entrada atraviesa un canal de amplificación y filtrado dibujado en forma vertical a la izquierda. La señal ingresa por arriba y atraviesa un filtro fijo pasa bajos con frecuencia de corte de 408 Hz. Este filtro no corta las altas frecuencia solo las atenúa por un valor fijo pasada su frecuencia de corte. A continuación la señal atraviesa dos amplificadores controlados por tensión (VCA = voltage controlled amplifier). Las tensiones de control proviene de la sección izquierda del circuito y la analizaremos mas adelante. Estos circuitos son responsables de la expansión contraria a la compresión usada en el transmisor. Por último se coloca un filtro fijo pero que en este caso atenúa las frecuencias superiores a 2100Hz.

El circuito de control de los VCA comienza con una trampa a la frecuencia FH para evitar que restos de la señal piloto ingresen a la sección de control. Luego se toma señal a través de un filtro de banda ancha (50 a 15kHz) y se la envía a un detector que responde al valor eficaz de la señal de audio. Este detector debe ser ajustado con gran precisión y para ello está provisto con un preset que ajusta la salida del mismo en un espectro ancho (el preset se llama de ajuste de la separación estereofónica a 300 Hz pero eso es simplemente porque ese valor se tomó como frecuencia de ajuste, en realidad ajusta toda la banda de audio). En el extremo derecho se ubica un filtro espectral y su correspondiente detector de valor eficaz que también debe ser ajustado con exactitud (a este ajuste se lo llama de separación estéreo a 3000Hz pero realmente ajusta la banda entre 250 y 3500Hz en donde la respuesta del oído es máxima).

La salida de la etapa esta en condiciones de ingresar a las matrices de recuperación de las

señales de izquierda y derecha. Tanto la señal I-D como la señal SAP tienen aplicadas corrección dBxTV por lo tanto deberíamos tener dos etapas de corrección pero por razones de economía solo se utiliza una que se conmuta por intermedio de una llave electrónica. Esto es una evidente limitación ya que realmente el sistema permite la transmisión de señales estereofónicas y de SAP al mismo tiempo y el receptor podría utilizar los amplificadores de potencia para excitar los parlantes y permitir la escucha con auriculares de un segundo canal de audio (por ejemplo para una persona que no habla el idioma oficial).

Circuito Completo de un Decodificador Estéreo

En la figura 33 se puede observar el diagrama en bloques del procesador de audio completo con sus componentes asociados. Para el análisis posterior el lector deberá guiarse con este diagrama ya que todos los componentes nombrados en el texto tienen un numero de posición que corresponde con el indicado en el circuito.

El ingreso del audio compuesto, se realiza por la pata 8 de la ficha P412. P462 y VR424, sirven para obtener la exacta amplitud de la señal audio, que requiere IC421, para obtener un correcto funcionamien-to y sobre todo una adecuada separación de canales. C421 bloquea la compo-

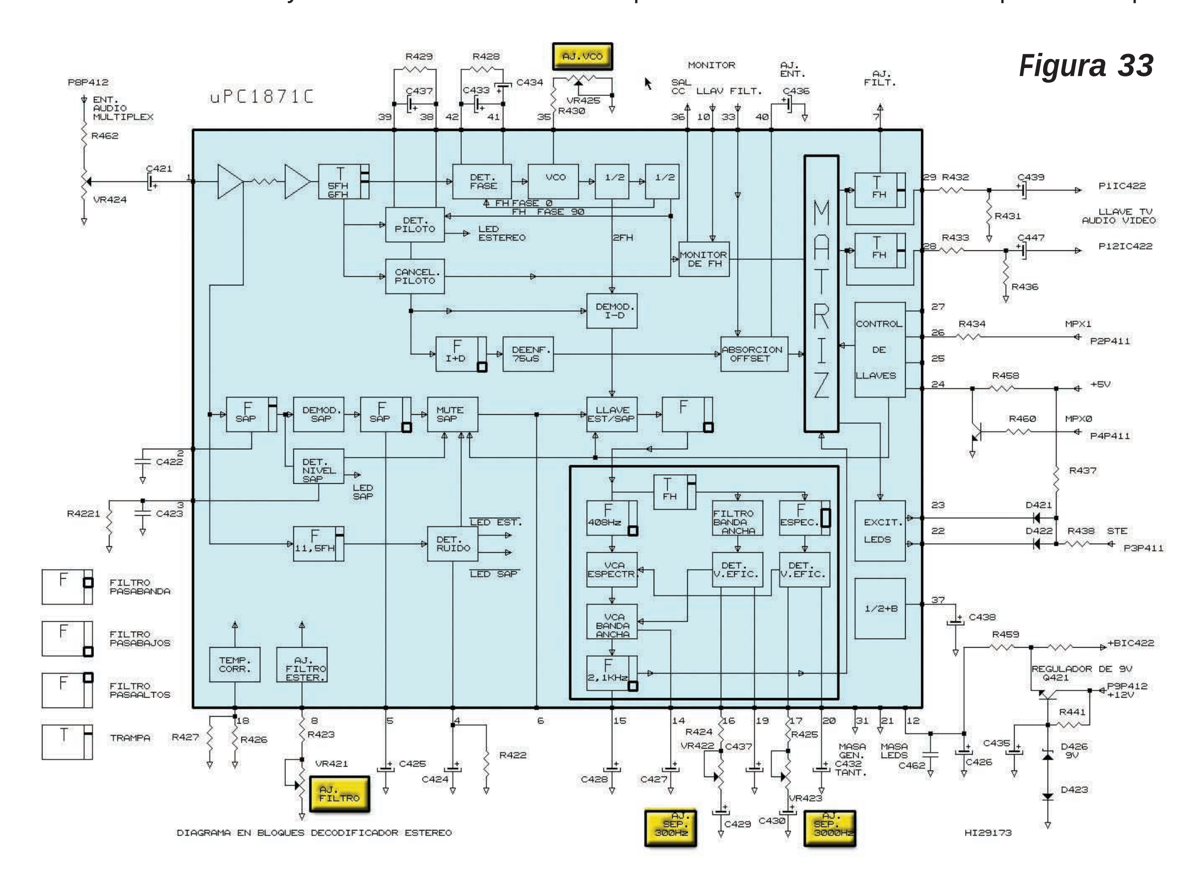


Figura 33

nente continua. Luego de su ingreso por la pata 1 la señal, sufre un doble proceso de amplificación en el primer y segundo amplificador de audio, antes de ingresar en un circuito trampa de 5 y 6FH. En el diagrama en bloques simplificado estas trampas no existían; su inclusión se explicará cuando se vea el detector de I-D. Por ser tomada luego del primer amplificador, la señal de SAP no atraviesa estas trampas.

Como ya sabemos el detector de L-R, necesita que se reponga la portadora suprimida en la transmisión. En el diagrama en bloques simplificado, se utilizaba un separador de sincronismo horizontal y un multiplicador de frecuencia, en la actualidad se utiliza un oscilador controlado por tensión y un detector de fase en lugar del separador de sincronismo. La frecuencia de funcionamiento del oscilador es de 4FH, determinada por un capacitor interno y la resistencia existente entre la pata 35 y masa (R430 y VR425).

Sobre la salida del VCO se conecta un primer divisor por 2, desde donde se obtiene una onda cuadrada de frecuencia 2FH. Esta señal es enviada al demodulador I-D. Este primer divisor por 2, tiene una salida que se dirige a otro divisor por 2. Este segundo divisor tiene a su vez dos salidas, ya que necesitamos una salida de frecuencia FH (con fase de 90 grados) que se envía al detector de piloto y a una etapa de monitoreo de la frecuencia libre del VCO. Al detector de fase, le llega como señal de referencia, el piloto de frecuencia FH contenido en la señal compuesta de sonido. Además, le llega una muestra del VCO dividida por 4; es decir también de valor cercano a FH. Si la frecuencia del VCO, está exactamente en 4FH; el detector de fase no genera tensión, ya que no es necesaria ninguna corrección. Pero si está corrida, el detector generará una tensión continua, que realiza la corrección de la frecuencia del VCO. Los capacitores C433, C434 y el resistor R428, realizan un filtrado de las componentes de ruido de la señal de error.

También la señal compuesta de sonido, es enviada a un detector de piloto. Esta etapa, es idéntica al detector de fase; solo que la señal de muestra, tiene la fase corrida 90 grados con respecto a la señal piloto (suponiendo al VCO enganchado). Esto significa, que la señal de error producida, será máxima y puede ser utilizada, previa amplificación por el excitador de LEDs, para llevar la pata 23 a potencial de fuente. C437 y R429 realizan el filtrado de las componentes de ruido del detector de piloto.

Cuando la señal piloto cumplió su función (enganchar el VCO), debe ser eliminada de la señal compuesta de sonido, ya que puede aparecer como una señal interferente de 15kHz en el canal I+D (a pesar de que su frecuencia y su amplitud relativa la hacen poco evidente). Para eliminarla completamente, se le suma una señal desfasada 180 grados de la frecuencia FH, proveniente del segundo divisor por 2. Esta suma, se realiza solo si el detector confirma que existe el tono piloto, en caso contrario estaríamos produciendo una señal interferente cuando recibimos un canal monofónico. A la salida del cancelador de piloto, se conecta un filtro pasa-bajos que deja pasar hasta 15kHz. Con esto se obtiene la señal I+D, que pasando por un circuito de desénfasis de 75µS se dirige a la matriz.

La señal de salida del cancelador de piloto, también se dirige al demodulador I-D; al que también le llega la señal de 2FH que produce la reinyección de portadora. Como esta señal de 2FH es cuadrada y la portadora original es senoidal, su reemplazo produce también señales en las armónicas de FH . Estas armónicas, coinciden con las componentes de SAP produciendo batidos; por este motivo es que se agregan las trampas de 5 y 6FH. El demodulador de I-D, es un detector sincrónico

de amplitud y su salida se envía al circuito matriz, luego de sufrir el proceso de descompresión dBxTV. El expansor dBxTV, es compartido por los circuitos de I-D y SAP; por lo tanto existe una llave EST/SAP que conecta al expansor sobre el circuito correspondiente. La posición de la llave es función de la información lógica que ingresa por la pata 24 del integrado, que a su vez corresponde con la información negada de la pata 4 de la ficha P411 (MPX1). La negación o inversión la realiza el transistor Q426 y los resistores R460 y R459.

Ahora seguiremos el camino del canal SAP. Esta señal sale del primer amplificador, ingresa al filtro SAP (que requiere un capacitor externo C422 para su correcto funcionamiento) y al filtro de 11,5FH. Si la señal compuesta de sonido está llegando con una buena relación señal/ruido, a la salida del filtro de 11,5FH, no deberíamos tener señal ya que a esta frecuencia (180KHz) no hay componentes de modulación. Pero si la señal de antena es débil, existirán componentes de ruido, que son detectadas por el detector de ruido operando la llave de enmudecimiento (mute) de SAP.

Analizando el detector de ruido, podemos observar que envía también dos señales al excitador de LEDs y al control de llaves; son las señales "LED ESTEREO NEGADA" y "LED SAP NEGADA". Estas señales cortan el canal I-D, porque fuerzan la llave EST/SAP a la posición SAP; pero como el enmudecedor de SAP está activado el integrado queda forzado a trabajar en el canal principal y en el modo monofónico, que es la mejor condición para reducir el ruido. (El ancho de banda es el más estrecho, y el ruido se incrementa en forma parabólica con el ancho de banda).

Cuando el ruido tiene un nivel aceptable, pero la señal de SAP es baja o inexistente; el detector de nivel lo detecta y activa el enmudecedor de SAP, para evitar un funcionamiento inadecuado. Este bloque tiene una salida que lleva la pata 22 a masa cuando el nivel de SAP es adecuado. En este caso se enciende el LED piloto indicando la disponibilidad de un segundo programa de audio; para que el usuario lo seleccione si lo desea.

Cuando el ruido es aceptable, existe señal de SAP y el usuario la selecciona desde su control remoto, entonces el demodulador de SAP envía su señal de salida a un filtro pasabajos con corte en 10kHz y de allí a la llave EST/SAP, que estará en posición SAP permitiendo que la señal llegue al expansor dBxTV, se procese y llegue a la matriz. En la matriz, en este caso, se produce un cortocircuito entre las salidas de canal izquierdo y derecho, para que la información de SAP salga en forma bisónica.

Al analizar el expansor dBxTV, observamos que pone en el camino de la señal cuatro bloques: un filtro pasabajos fijo con corte en 408 Hz (en realidad no corta las frecuencias superiores, las pasa con una atenuación constante); un filtro con corte en 2,1kHz (idéntico comentario); y dos atenuadores controlados por tensión. El control de éstos, se realiza con sendos detectores de valor eficaz; uno de ellos conectado a un filtro de banda ancha que toma la señal de entrada completa, en tanto que el otro, lo hace con una curva similar a la auditiva. Ambas señales son previamente filtradas con una trampa a la frecuencia FH, dentro del bloque, y con un filtro con corte en 15kHz en forma externa. Para su correcto funcionamiento, el expansor necesita varios elementos externos. Cuatro, son capacitores electrolíticos; se trata de C427, C428 (referencia a masa para el atenuador inferior y el filtro de 2,1kHz) y C432, C431 (filtrado de tensión de salida de los detectores de valor eficaz). Los detectores deben ser ajustados, existiendo para ello dos preset (VR422 y VR423) y dos resistores fijos (R424 y R425). Ambas ramas están referidas a masa por los capacitores C429 y C430.

Cuando los detectores de nivel del dBxTV no están bien ajustados; la expansión no corresponde con la compresión en la emisora y esto se traduce en una incorrecta respuesta en frecuencia de la señal I-D. Si la señal I-D tiene una distorsión de su respuesta en frecuencia, la posterior matrización, dará señales sobre el canal izquierdo que solo existen en el derecho y viceversa; es decir que se reduce la separación entre el canal izquierdo y el derecho.

En fábrica se ajustan los presets, con un generador especial que solo produce modulación sobre un canal (por ejemplo el derecho) y se mide la salida del izquierdo. En esta condición y dado que VR422 (por estar relacionado con el filtro de banda ancha) tiene más respuesta a bajas frecuencias que VR423; corresponde ajustarlo con una frecuencia de 300Hz. En tanto que VR423 se ajustará con una frecuencia de 3000Hz que está reforzada por el filtro espectral. En ambos casos, el ajuste significa llevar a mínimo la señal del canal izquierdo, si se modula en el derecho, o viceversa. Ambos canales (I y D), tienen un filtro a la frecuencia FH que se ajustan externamente, cambiando el valor de resistencia entre la pata 8 y masa (R423, VR421).

La tensión de alimentación del circuito integrado IC421 debe ser de +9V, pero como a la plaqueta estéreo le llegan +12V, se debe realizar un regulador mediante Q421, que opera como repetidor de un zener y un diodo serie (D426, D423) con C435 como filtro. R459 es un resistor separador, ya que la misma tensión de emisor de Q421 se usa para alimentar al circuito integrado IC422. C462 es un filtro de altas frecuencias de fuente y C426 un filtro de bajas frecuencias.

Ajuste del Decodificador Estéreo

El ajuste completo de decodificador, requiere un generador de cuadro de prueba, que tenga sonido, codificado según la norma MTS (multiplex television estéreo = sistema estereofónico multiplex para TV). También se puede utilizar un generador de imagen cualquiera con entrada de audio externo y en ella se debe conectar un generador de audio compuesto MPX. El mismo generador se puede conectar sin generador de imágenes directamente en la entrada de audio del decodificador MPX. Si no posee este instrumental no podrá realizar la parte final del ajuste que es la separación estereofónica; salvo que alguna emisora estereofónica de su zona realice transmisiones especiales al comienzo de su programación.

Existen 5 potenciómetros de ajuste para todo el decodificador, cuatro de ellos se encuentran sobre la placa del decodificador, el otro, por lo general se encuentra sobre la plaqueta principal y es el control de nivel de la señal de sonido compuesto, en la placa estéreo se encuentran los preset que ajustan el filtro estéreo y dBx, el de la frecuencia del VCO y dos de separación estéreo. El primer ajuste a realiza es el de nivel de entrada que se realiza con el preset VR601. Predisponer el generador MTS con señal monofónica, 400Hz de audio, 100 % de modulación preénfasis encendido. El ajuste se realizará para que un milivoltímetro conectado sobre la pata 12 indique un valor de 245mV eficaces o en un osciloscopio un valor de 691mVpap. Si no posee generador estéreo puede realizar el ajuste con un canal de aire o cable que tenga sonido monofónico; utilice el osciloscopio sobre la pata 12 y ajuste el preset de nivel a 691mV de pico a pico.

A) AJUSTE DEL FILTRO ESTEREO Y DBX

Conecte un generador de audio en una frecuencia de exactamente 23,4kHz (1,5 FH) con una amplitud de *10dBm y forma de onda senoidal, sobre la pata 13 del circuito decodificador estéreo (entrada compuesta) por medio de un capacitor electrolítico, de 4,7µF (con el positivo hacia la pata 13). Conecte un osciloscopio o milivoltímetro de CA, sobre la pata 14 del circuito impreso decodificador estéreo y ajuste el preset RV1 hasta reducir la salida a mínimo.

B) AJUSTE DEL VCO

Modifique la frecuencia del generador de audio, a exactamente 15625Hz, ajuste el nivel a *24dBm, conecte el téster sobre la pata 15 de la plaqueta estereofónica, ajuste el preset RV2, hasta conseguir que la tensión continua medida por el téster no varíe el desconectar el generador de audio. En realidad este es un método indirecto de ajuste que no requiere ningún instrumental especial, solo un generador de audio, también se puede realizar en forma directa si Ud. posee un frecuencímetro colocado en el punto de prueba del VCO y ajustándolo a 2FH.

C) AJUSTE DE LA SEPARACION ESTEREO

Predisponga el televisor para que funcione en el modo estéreo (esto debe producir un potencial alto en la pata 6 y bajo en la pata 5 de la plaqueta estereofónica). Sintonice un generador de señales con sonido estéreo MTS. Predisponga el generador de señales para el 30% de modulación, en una frecuencia de audio de 300Hz sólo sobre el canal izquierdo.

Conecte un osciloscopio o un milivoltímetro sobre la pata 11 del circuito integrado híbrido (salida derecha). Ajuste el preset RV4 hasta llevar a mínimo la señal de salida. Como se puede observar el ajuste se realiza introduciendo señal por un canal y midiendo sobre el otro; si el sistema dBxTV funciona correctamente el resultado debe ser un nivel nulo (no se produce intermodulación).

Predisponga el generador de señales, modificando sólo la frecuencia de audio a 3kHz. Ajuste el preset RV3 hasta llevar a mínimo la señal de salida (con osciloscopio o milivoltímetro también sobre la salida derecha). Esto significa que el expansor no solo se debe ajustar a una frecuencia baja sino también a una alta y que cada frecuencia tiene el correspondiente preset que deberá ajustarse correctamente.

Repita los dos ajustes anteriores, reiterativamente hasta observar que en las dos frecuencia de audio haya un mínimo en la salida derecha.

La Llave Selectora de TV / Audio Video

Por lo general, la llave audio video esta situada sobre la plaqueta estéreo; esto que puede parecer extraño no lo es tanto si consideramos que en un modelo estéreo, deben conmutarse dos ca-

nales de sonido y solo uno de video. En los TVs antiguos se usaban llaves analógicas y amplificadores operacionales comunes para audio y de alta frecuencia para el video. En la actualidad la sección de conmutación se encuentra totalmente integrada en un solo integrado específicamente diseñado para tal efecto.

Un circuito integrado específico muy utilizado para esta función es el TA8628N, que cuenta con dos llaves de sonido, una de video, dos atenuadores controlados por tensión para el control de volumen, varios amplificadores fijos de audio y video y 4 etapas de silenciamiento. En otros TVs se suelen utilizar llaves analógicas CD4053 que cumplen solo la función de seleccionar. En lo que sigue lo tomaremos como ejemplo y describiremos su funcionamiento completo como si estuviera insertado en un moderno TV estereofónico.

Funcionamiento de la Sección de Video

La señal de video externo ingresa al integrado por la pata 17 mediante C451 y R465. Sobre la entrada de video se debe agregar un resistor de 75Ω para que dicha entrada presente la impedancia nominal que requieren las normas sobre la entrada de video.

La señal de video de TV, llega desde la FI, ingresando a la pata 6 del integrado a través de C444. Por lo general el nivel de salida de una FI es del orden de los 2,5V pap por tanto la llave debe realizar una tareas de compatibilización de niveles. Sobre las dos entradas existe sendos circuitos enclavadores, cuya función es situar el pulso de sincronismo a un valor constante, adecuado al correcto funcionamiento de la llave posterior; que por supuesto es electrónica.

La señal de video de TV, debe sufrir un atenuación de 9dB para alcanzar el mismo valor de 1V pap, que tiene la externa; esto se realiza en una etapa multiplexadora (MTX), que además podría sumar información al video interno, en nuestro ejemplo no se utiliza (Pata 5 a masa con C443). La salida de la etapa MTX, tiene un amplificador separador conectado a la pata 20, que podría servir para una salida de video, pero que en nuestro ejemplo no está utilizada.

Las señales enclavadas y normalizadas en amplitud llegan a la llave que está comandada por la tensión de la pata 4; está pata esta conectada con un filtro R444,C469, a la señal de control que llamamos MPX0 y que puede provenir directamente desde el microprocesador o desde alguna etapa cercana que tenga bus de comunicaciones serie; esta señal realiza la conmutación TV/VIDEO es decir que su estado alto selecciona señales de TV y su estado bajo el video externo.

La señal de video conmutada, se amplifica 9dB en un amplificador interno, con el fin de recobrar la amplitud necesaria para las etapas posteriores y sale por la pata 9 hacia la entrada de video compuesto del procesador video por medio de C445.

Funcionamiento de la Sección de Sonido

Analizaremos solo la sección superior que corresponde al canal izquierdo, ya que la sección inferior es exactamente igual.

La salida de canal izquierdo proveniente del decodificador estereofónico debidamente acondicionada en amplitud ingresa a la pata 1 del IC422 por medio de C439 y R442. Ya en el interior

del integrado, la señal de audio va hacia la llave o hacia un amplificador, para salir por la pata 22 y de allí al conector P414 que manda la señal a la salida de audio para un amplificador exterior. Volviendo al integrado, existe una etapa silenciadora de salida que no se utiliza dado que la pata de control está conectada a masa por C463.

La entrada de audio externo, se realiza a través de, R467 con C473 en paralelo para evitar captaciones de RF. C452 y R540 acoplan la señal a la pata 24 de IC422. Internamente al integrado, la señal se dirige a la llave, que se opera en paralelo con la de video desde la pata 4.

La salida de la llave, pasa por una etapa de silenciamiento (que no opera porque la pata 4 de control está conectada a masa por C440). Luego entramos a un atenuador controlado por tensión, que se comanda desde la pata 11 y que opera como control de volumen.

Saliendo del atenuador, encontramos un amplificador de 5dB que además sale con baja impedancia (por la pata 3), a los efectos de excitador adecuadamente a la etapa de potencia, por medio de C441. La tensión de control del atenuador, se dirige a la pata 11 del integrado por intermedio de R439, con C468 a masa para evitar el ingreso de interferencias de alta frecuencia. Para filtrar frecuencias bajas, está el capacitor C448, que filtra mejor cuando está conectado a la fuente (pata16 del IC422). Esta conexión a fuente, implica que al conectar la fuente y hasta que se cargue C448 el volumen estaría a máximo, pero como el integrado de salida de audio tiene silenciamiento propio en el arranque, el usuario no lo percibe.

El agregado de los transistores Q425, Q424 y Q423 permite generar un mute de la etapa de salida cuando el control se ubica en valores muy bajos. Al mismo tiempo el circuito provee un arranque del volumen en forma gradual al encender el equipo El emisor de Q425, puede estar 0,6V más alto que su emisor a pesar de que R451 trata de llevarlo hasta el valor de fuente (24V). Hasta que no se establece la tensión de 9V en la pata 16 Q425 está saturado y por lo tanto la etapa de salida silenciada. Cuando el divisor de base de Q425, comienza a tener tensión; el emisor se levanta gradualmente hasta que llega a 2,8V; en este momento la etapa de salida sale queda activada. Esto permite un encendido silencioso del TV. Si la tensión mas baja del control de volumen, no es suficiente para cortar la salida de audio del circuito integrado llave TV/AV; se pueden agregar los transistores Q423 y Q424, que operan del siguiente modo. Cuando la tensión de control de volumen, supera los 1,8V, Q423 se satura; Q424 se corta y la tensión de silenciamiento es alta, con lo cual funciona normalmente la etapa de salida. Pero si el usuario baja el volumen, de modo que la tensión de control sea inferior a 1,8V, Q423 se corta y esto hace que Q424 se sature, de modo que la etapa de salida se silencie. Es decir que los escalones más bajos del control de volumen silencian la etapa de salida.

La Etapa de Salida de Audio

Genéricamente la etapa de salida de audio de un TV moderno debe poseer un amplificador de por lo menos 2 x 9W para una impedancia de parlante de 8Ohms, medido con una distorsión

armónica total de 10% a 1kHz. Estas características son suficientes para lograr la sonorización de un ambiente de grandes dimensiones. En el extremo superior de las prestaciones prácticamente no hay limites si consideramos que los televisores de proyección interna pueden tener amplificadores de 100W por canal con salida para cuadrafonía o inclusive para cinco canales y sourrund.

Expliquemos someramente de qué se trata el hecho de tener 5 canales. Como sabemos el sistema de TV estereofónico solo posee dos canales de sonido: el derecho y el izquierdo. Estos canales se obtienen por matrizado de los canales I+D e I-D. Con otra matriz se pueden generar las señales -I-D y D-I que pueden utilizarse para alimentar dos parlantes que se ubiquen detrás del usuario. Si bien esto no es una aunténtica cuadrafonía el usuario tiene la sensación de un sonido envolvente. El quinto canal es un canal de bajos que se obtiene de I+D. La teoría acústica nos indica que las frecuencias bajas no tienen direccionalidad y por lo tanto un canal central para refuerzo de bajos no puede arruinar el efecto estereofónico. Este canal suele estar provisto de un parlante especial llamado Buffer (reforzador) y de un amplificador con una red de realimentación que refuerza las frecuencias bajas por debajo de 250Hz.

En realidad el sistema de TV estereofónica está pensado para enviar tres señales al mismo tiempo utilizando el canal SAP (aunque por economía los TVs de menor precio solo poseen un expansor dBxTV y entonces solo pueden entregar dos canales al mismo tiempo; si Ud. pide SAP no tiene salida estereofónica). El canal de SAP puede utilizarse para transmitir "cuadrafonía" o para transmitir señales por el llamado canal de sourrund (sonido envolvente). El sonido envolvente se utiliza para efectos especiales por ejemplo para simular temblores de tierra tormentas eléctricas o pisadas de montruos gigantescos. Por lo general, los parlantes de sourrund son varios conectado en paralelo y serie y distribuidos por los laterales de la sala. Inclusive existe algunos parlantes chatos que se ubican en la base de los sillones de la sala para producir directamente vibraciones sobre el usuario.

No existe un criterio general sobre la distribución de los canales de audio y no existe tampoco una norma determinada cuando se pretenden realizar transmisiones de más de dos canales. Por lo general, esto se resuelve localmente por el distribuidor de señales. Recién en los sistemas de TV digital se aclara exactamente el significado de cada canal de sonido.

Como ejemplo vamos a analizar un amplificador de salida realizado con un circuito integrado TA8200AH que está diseñado para que utilice un mínimo de partes externas (solo capacitores de acoplamiento y desacoplamiento); teniendo auto contenido un circuito de silenciamiento, una red para evitar el POP de encendido y un circuito sensor de temperatura. Expliquemos estas prestaciones que forman parte de todos los televisores modernos.

Las fallas de un amplificador de audio pueden ser de diferentes tipos; cuando un TV tiene salida para parlantes exteriores se deben tomar precauciones contra lo que se llama carga desadaptada, de hecho el usuario no tiene claro que solo puede cargar baffles con una impedancia determinada. Es común que conecten bafles en paralelo, esto puede producir una sobrecorriente que no llegue a hacer cortar el funcionamiento; pero se pueden producir sobrecalientamientos peligrosos del chip. Un sensor de temperatura produce entonces la desconexión del integrado cuando ésta se hace peligrosa.

El mejor silencio se consigue desconectando los parlantes. Algo equivalente a esto se produce cuando se corta la excitación de los transistores de salida. Prácticamente todos los circuitos inte-

grados modernos tienen una pata de MUTE que hasta llega utilizarse como interrruptor de encendido en TVs que cortan la imagen anulando la excitación del transistor de salida horizontal.

El POP de encendido se produce cuando la salida del amplificador de potencia crece rápidamente al encender el equipo. Piense que en equipos de baja potencia la fuente de alimentación es del orden de los 12V. La salida del amplificador tiene un pulso de 12V cuando se conecta el equipo. Las pequeñas dimensiones del parlante no permiten que se genere un ruido importante que moleste al usuario. Muy distinto es con amplificadores de 2 x 10W que ya suelen utilizar fuentes del orden de los 25V y tienen parlantes con una superficie de cono importante. En estos casos el usuario percibe un ruido molesto y que además le provoca dudas sobre el buen funcionamiento del equipo generando una solicitud de service. El modo de evitar el POP de encendido es haciendo que la tension continua de salida llegue a su punto de trabajo variando lentamente (rampa) y no en forma abrupta (escalón).

Como puede observarse en la figura 34, los capacitores C456 y C455 derivan a masa la red de realimentación interna, para que la ganancia de tensión del integrado sea de aproximadamente 34dB (aproximadamente 50 veces). Con esta ganancia de tensión el amplificador recorta con una señal de entrada de 150mV aproximadamente. En algunas aplicaciones donde esta sensibilidad es excesiva se recurre a agregar un resistor en serie con los electrolíticos que operan como limitadores de ganancia.

El capacitor C453 actúa como filtro de ripple y C454 modifica la pendiente de la tensión de salida en rampa para evitar el POP de encendido, con el osciloscopio se puede observar que se produce un lento crecimiento de la tensión continua de salida.

C457 es el filtro de fuente, R457 un fusistor, que al cortarse por sobrecarga evita problemas en la fuente y L421 un inductor para filtrar radio frecuencias desde y hacia la fuente.

C461, C458 son los capacitores de acoplamiento a los parlantes y R455, C460, R456, C459 son las redes que compensan la inductancia de los parlantes y evitan los giros de fase que podrían producir oscilaciones de alta frecuencia.

****

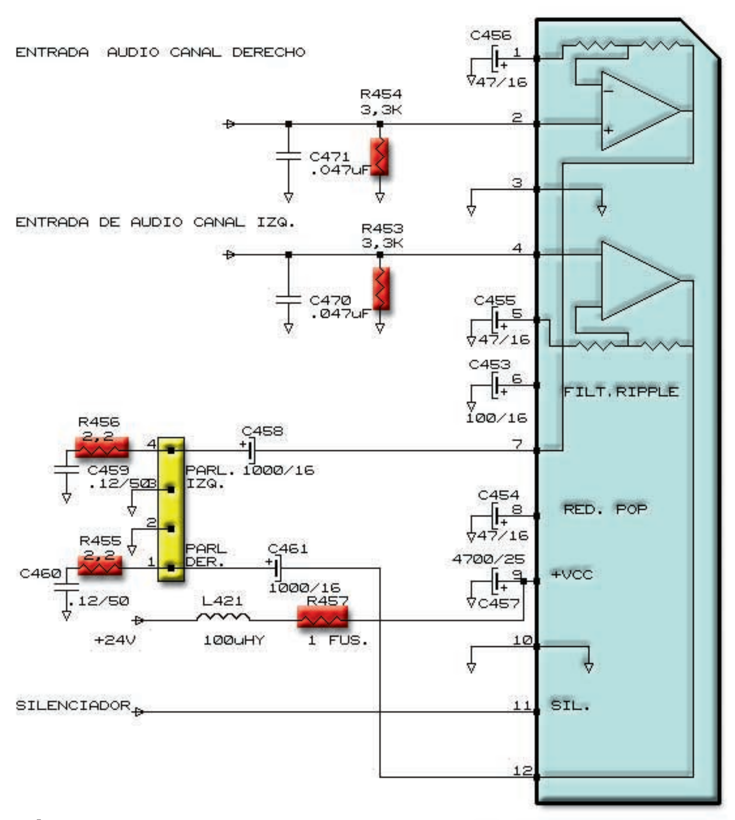


Figura 34

SABER ELECTRONICA

EDICION ARGENTINA

WEB ELECTRONICA CLUB SE

Curso Superior de TV Color



El Transformador Driver Horizontal

Sondas y Puntas para Medición

Etapa de Salida Horizontal Autooscilante

Métodos de Service

Fallas en Equipos Comerciales

9 789871 116195 00008
REP. ARGENTINA, $5,90







PRESENTA

Curso Superior de

TV Color

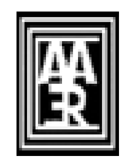
Apéndice 2 - Tomo 8

Autor: ***Ing. Alberto H. Picerno***
Coordinación: ***Ing. Horacio D. Vallejo***

Transformador Driver Horizontal
Sondas y Puntas para Medición
Etapa de Salida Horizontal Autooscilante
Métodos de Service
Fallas en Equipos Comerciales

Editado por:
EDITORIAL QUARK S.R.L.
Herrera 761/63 (1295) Buenos Aires, Argentina
Tel./fax: (0054-11) 4301-8804

Director: Horacio D. Vallejo



Publicación adherida a la Asociación Argentina de Editores de Revistas

Impresión: Inverprenta S. A., Bs. As., Argentina - abril 2004

Distribución en Argentina: Capital: Distribuidora Cancellaro e Hijo SH, Gutenberg 3258, Buenos Aires - Interior: Distribuidora Bertrán S.A.C., Av. Vélez Sarsfield 1950, Buenos Aires
Distribución en Uruguay: Rodesol, Ciudadela 1416, Montevideo.
Distribución en México: Saber Internacional SA de CV, Cda. Moctezuma Nº 2, Esq. Av. de los Maestros, Col. Santa Agueda, Ecatepec de Morelos, Ed. México, México, (0155) 5839-5277/7277
Distribución en Colombia, Venezuela, Ecuador, Perú, Paraguay, Chile y Centroamérica: Solicitar dirección del distribuidor al (005411)4301-8804 o por Internet a:

www.webelectronica.com.ar

ISBN Obra Completa: 987-1116-19-5

Prólogo

Obra compuesta de 6 tomos independientes que enseña teoría y reparación de televisores a color y 2 tomos adicionales específicos sobre los televisores de última generación y el sintonizador.

Este es el segundo adicional (tomo 8 de la serie) y está destinado a explicar los cambios tecnológicos a los cuales han sido sometidos los televisores de última generación.

Por ser un curso, los lectores tienen apoyo a través de Internet, por medio de claves de acceso a **www.webelectronica.com.ar** que se publican en cada volumen.

Este texto es la Segunda Serie del Curso Completo de TV Color del Ing. Picerno, por lo cual posee temas tratados en dicho libro. Los primeros tomos trataron aspectos generales de distintos bloques de televisores convencionales y describen características generales que hacen a la transmisión de televisión.

La descripción de las etapas que componen un receptor se realiza teniendo en cuenta la evolución de la tecnología, tratando incluso, los sistemas microcontrolados actuales. En esta entrega se analizan los siguientes temas:

Transformador Driver Horizontal
Sondas y Puntas para Medición
Etapa de Salida
Horizontal Autooscilante
Métodos de Service
Fallas en Equipos Comerciales

INDICE

LOS TELEVISORES DEL SIGLO XXI

INTRODUCCIÓN

Vamos a analizar "lo más nuevo" que apareció en TV. Una etapa que no había sufrido cambios durante décadas es, en la actualidad, una de las más modificadas por los fabricantes europeos, nos referimos a la etapa Driver Horizontal. Analizaremos entonces la configuración tradicional y sus variantes, haciendo hincapié en los métodos de reparación para cada caso.

Toda la etapa de deflexión horizontal puede ser construida sin usar amplificadores. En efecto, se trata de una etapa formada por dos llaves digitales que deberían pasar del corte a la saturación, sin pasar por estados intermedios que son los causantes de las pérdidas de rendimiento.

Una clásica etapa driver, basa su funcionamiento en la teoría del magnetismo aplicada sobre el transformador driver (un pequeño componente que forma parte de los TVs desde la época de los transistorizados de ByN).

Un transformador es un componente inductivo y como tal, capaz de acumular energía. Cuando el autor realiza esta aseveración en una de sus clases, nota las caras extrañadas de sus alumnos. En efecto, en nuestra experiencia diaria de taller, el componente acumulador de energía por naturaleza es el capacitor, dado que los capacitores reales están siempre muy cerca de ser ideales. Pero un inductor puede acumular tanta energía como un capacitor si diseñamos un circuito de modo que su carácter real pase desapercibido. Este es el caso de la etapa driver, como el lector observará a continuación. Si tiene un conocimiento profundo sobre la etapa no necesita mucho método de diagnóstico; un breve análisis y ya puede reparar un driver clásico.

Un buen método se hace necesario cuando se debe reparar una etapa driver de última generación, dado el carácter de auto oscilante de las etapas de salida horizontal modernas. En este caso, se requiere la construcción de una etapa driver auxiliar o la ayuda de otro TV para poder determinar si la falla se encuentra en la etapa de salida o en la driver.

Aquí le daremos todas las indicaciones para que Ud. pueda armar ambas alternativas y le aseguramos que una vez que conozca el método no va a dejar de usarlo, aun para reparar etapas clásicas.

Nuestro análisis de las etapas driver va ser realizado por los medios audiovisuales más modernos. Todos saben de mi gran amor por los laboratorios virtuales en general. Pero por lo general, los grandes amores terminan tan rápidamente como comenzaron, cuando el duro trajín de la vida diaria desgasta la relación. Ver a nuestro gran amor en ruleros y batón puede ser nefasto para la pasión. Y si ese gran amor es además muy caro e incompleto, la pasión se puede convertir en bronca.

¿Por qué digo incompleto?

Porque actualmente los simuladores tienen incluidos un generador automático de circuitos impresos. El Workbench Multisim también lo tiene pero hay que comprarlo por separado. Por eso, le comenté al ingeniero Vallejo que buscara algún reemplazo de mi gran amor que fuera completo o que pudiera comprarse por separado (para no desembolsar grandes cantidades de dinero de golpe) pero a un precio accesible. Y que el conjunto de programas luego de realizar la simulación dibujara el circuito impreso y lo hiciera solito o con una mínima ayuda.

Sí, el Workbench es muy bueno, pero prácticamente inalcanzable para un técnico o un estudiante Latinoamericano (y mucho menos si hay que volver a pagar por el dibujador de impresos). Y por esa razón este estudio está realizado con el LiveWire (entre nosotros el LW) que tiene precio accesible y la enorme ventaja de que se puede probar gratuitamente por 15 días y si no le gusta, no lo compra. Ingrese a **www.webelectronica.com.ar** y baje gratuitamente estos programas que podrá probar en su versión full por quince días.

Teoría Básica del Transformador Driver

Para entender el funcionamiento de la etapa driver, tenemos que repasar algunos conceptos básicos sobre el campo eléctrico y magnético. Imagínese que Ud. es un capacitor. En cierto momento Ud. va a una fuente de tensión (una pila) y se carga.

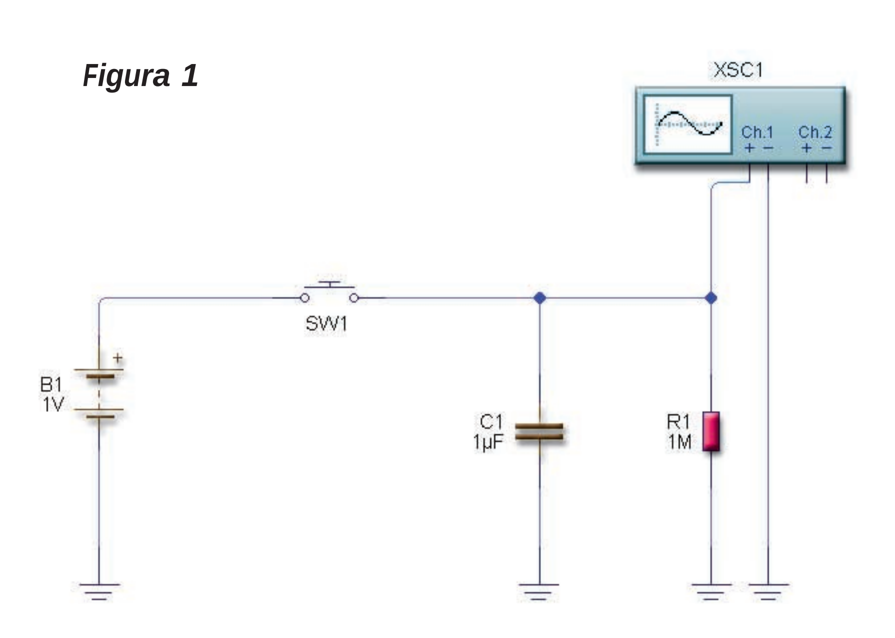
¿Al cargarse, circula corriente por su dieléctrico?

No, el dieléctrico es aislador y los electrones que se aplican a una placa no pueden circular hasta la otra. Pero la aplicación de tensión a las armaduras cambió el estado de esa lámina aisladora y como es un aislante ese estado permanece inalterable hasta que Ud. se conecte a otra batería, momento en que adquirirá otro estado. Poner los terminales en cortocircuito es un caso particular en donde Ud. se conecta a una fuente de 0V. Su personalidad como capacitor es muy sencilla. A Ud. no le gusta que le cambien la tensión entre sus armaduras. Si lo conectan a una fuente, se va a cargar, pero va a protestar generando chispas y no se va a cargar de inmediato. Va a remolonear un poco y luego se va a convencer de que debe cargarse. Lo mismo ocurre si lo conectan a una fuente de valor inferior a la de su tensión de carga. Si le aplican corriente no le molesta. La corriente lo tiene sin cuidado. Justamente, las chispas que se generan son una manifestación de que la corriente cambia en forma casi instantánea. Son chispas de corriente y aparecen cuando su terminal toca al terminal de fuente y no "cuando se acerca" al terminal de fuente. No se generan chispas cuando se desconecta de la fuente. Al conectarse la corriente inicial es muy grande si el capacitor está descargado, pero luego se reduce progresivamente.

¿Un capacitor permanece cargado un tiempo infinito?

No; aunque un capacitor está cerca de ser ideal no lo es. En efecto, siempre tiene una resistencia de fuga debido a impureza de su dieléctrico; pero esa resistencia es muy elevada y por eso el capacitor permanece cargado por mucho tiempo.

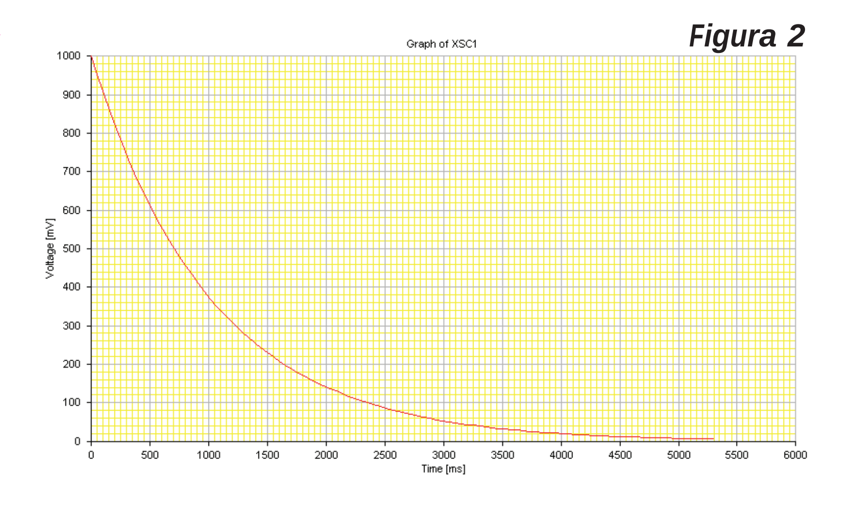
Figura 1



¿Se puede calcular ese tiempo?

Sí; es muy fácil de calcular si de algún modo se obtiene el valor de su resistencia de fuga.

¿Cual es la ley de variación de la tensión de un capacitor a medida que se va descargando?



La tensión varía exponencialmente, es decir que si en 1 minuto cae a la mitad, en el minuto siguiente caerá a la mitad de la mitad (1/4) y en el minuto siguiente a la mitad, de la mitad, de la mitad (1/8) y así sucesivamente (figuras 1 y 2).

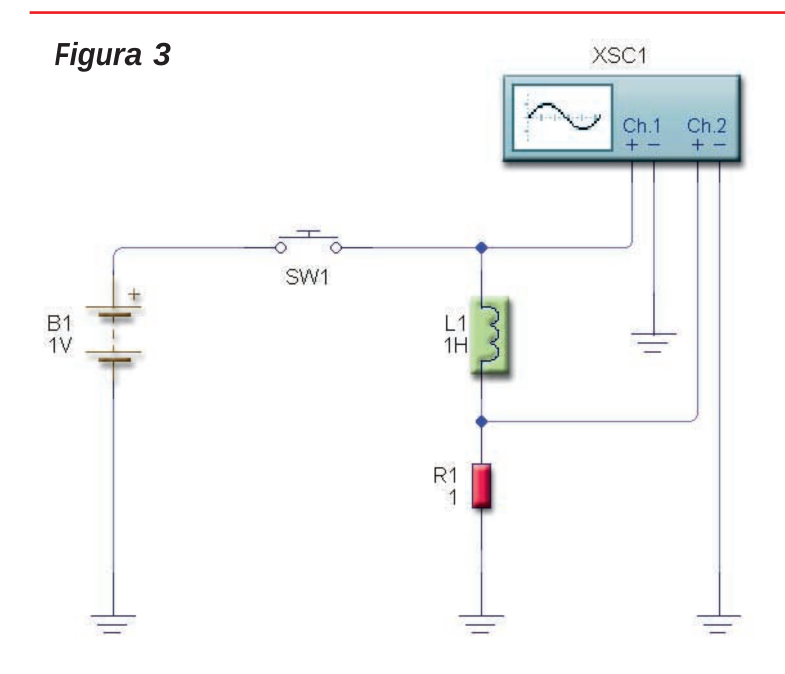
Observe que a un tiempo igual a 1 segundo la tensión del capacitor cayó al 36% de su valor inicial. Y el tiempo de 1S se obtiene de multiplicar R.C que en este caso es 1 Mohm x 1µF = 1S porque el "M" se anula con el "µ". Este valor tiene un nombre muy conocido, es la constante de tiempo del circuito RC que también se reconoce con la letra griega Tau.

¿Dónde se acumula la carga de un capacitor, en el dieléctrico o en sus placas?

En el dieléctrico. Esto se puede comprobar prácticamente utilizando capacitores desarmables compuestos por dos placas metálicas planas y un bloque aislante como dieléctrico. Si Ud. carga un capacitor, luego lo desarma y con el mismo dieléctrico arma un nuevo capacitor con otras placas, el capacitor armado queda perfectamente cargado. Lo que se acumula es un campo eléctrico y solo puede acumularse en el dieléctrico.

Como todos sabemos, los inductores tienen un comportamiento inverso o complementario de los capacitores. Cuando se los usa en corriente alterna, en el capacitor la corriente adelanta a la tensión y en el inductor la tensión adelanta a la corriente. En el interior de un capacitor se genera un campo electroestático. En el interior de un inductor se produce un campo magnético y como Ud. sabe el campo magnético es proporcional a la corriente circulante por el mismo. A un inductor no le gusta que le cambien la corriente que circula por él, lo va a permitir pero a regañadientes y siempre que la corriente cambie lentamente.

Figura 3



Imagínese que Ud. es un inductor; se conecta a una fuente de tensión y comienza a circular por Ud. una corriente que va aumentando progresiva y linealmente (una rampa). Al conectarse no se generan chispas porque la corriente inicial es nula. Cuando la corriente llega a un valor considerable (máximo campo magnético) lo desconectan. La corriente debería reducirse a cero instantáneamente pero a Ud. no le gusta que la corriente cambie de golpe y lo único que puede hacer es aumentar la tensión entre sus bornes para que salte un arco y hacer que siga circulando corriente aunque sea por el aire. Un tiempo después y cuando se agote la energía del campo magnético, la chispa se reduce y se extingue. Observe que esta es una chispa de tensión, se produce cuando su terminal se desconecta y salta por el aire. Observe las figuras 3 y 4.

En la figura 4 se observa el gráfico de la corriente (el de ascenso lento) que llega a un valor de 1V equivalente a 1A porque se toma sobre un resistor de 1 Ohm. En realidad este resistor no forma parte del circuito que deseamos observar (un inductor puro) pero su inclusión hace que el circuito se parezca más a un circuito real en donde el inductor tiene cierta resistencia interna (en nuestro caso R1).

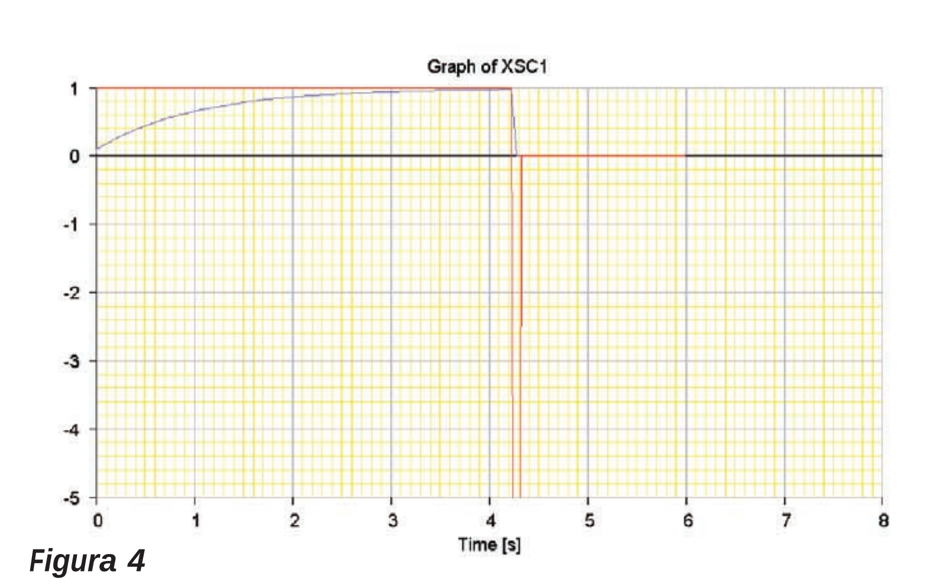


Figura 4

¿Con qué ley de variación crece la corriente al conectar el inductor a la fuente de tensión?

La corriente crece linealmente y si no conectamos el resistor en serie llegaría a 1A en un segundo. De aquí deducimos que la corriente crece más rápidamente cuando más pequeño es el valor del inductor (son inversamente proporcionales). La ecuación de la corriente puede escribirse como I = (V / L) . t lo cual significa que cuando transcurra 1S la corriente crecerá hasta (1V/1H) . 1S = 1A.

Si el circuito es real, existirá una resistencia en serie con el inductor que limitará la corriente a un valor dado por la ley de Ohm. I = V/R = 1V/1Ohm = 1A . Ahora la corriente no crece hasta el infinito. Se limita a este valor y entonces la variación no es lineal sino exponencial. Sin embargo, si tomamos la variación en un periodo corto será perfectamente lineal y en nuestro caso de 1A/S.

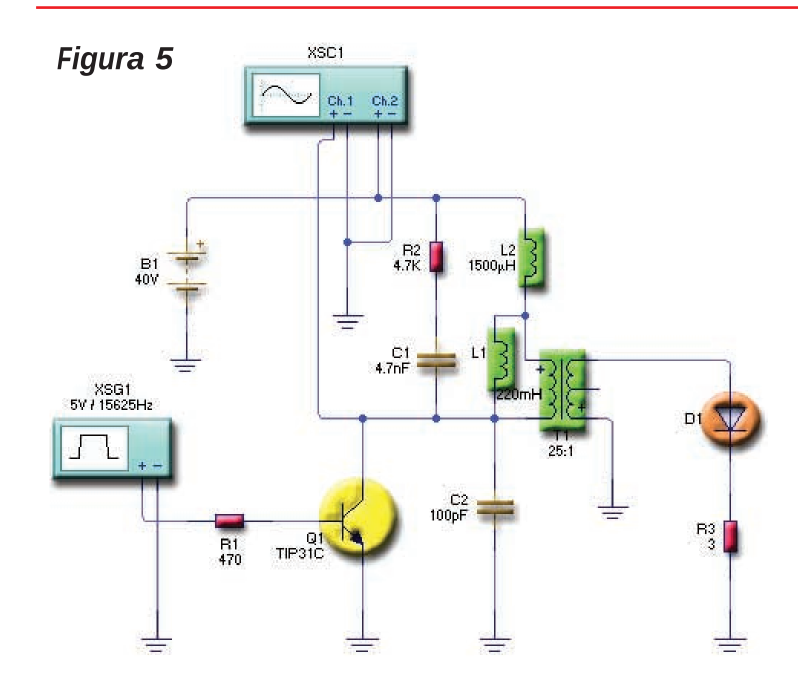
Vuelva a observar la curva de la figura 4, pero ahora prestando atención a la variación de la tensión sobre el inductor. Cuando cerramos el pulsador, la tensión sobre el inductor es de 1V ya que aplicamos la tensión de fuente sobre el inductor. La corriente crece suavemente y cuando tiene un valor considerable soltamos el pulsador. En ese momento el inductor reacciona y genera una elevada tensión negativa cuyo nombre es fuerza contra electromotriz. En nuestro caso se pasa de escala. Pero si cambiamos la escala del gráfico observaremos que llega a un valor de unos 20V. Este valor es muy dependiente del resistor en serie con el inductor. Si se lo deja en un 1Ohm llega a 20V pero si se lo lleva a 1 miliohm asciende a 60V y sin resistor es de alrededor de unos 70V. En realidad este pico de tensión depende de otras características del inductor que habitualmente no tomamos en cuenta como la capacidad distribuida y las fugas de esa capacidad distribuida. Es decir que aunque pretendamos construir un inductor extremadamente puro, siempre tendrá un pequeño capacitor en paralelo.

Cuando se desea construir un capacitor puro en realidad siempre se fabrica un capacitor con un pequeño inductor en serie (inductancia de los terminales y del bobinado de las placas).

¿Dónde se acumula la energía de un inductor?

En el núcleo, en efecto, se han realizado pruebas similares a las de los capacitores desarmables con inductores (aunque mucho más difíciles de realizar por que los inductores son siempre mucho menos puros que los capacitores) que com-

Figura 5



prueba que la energía magnética está acumulada en el núcleo. Pero en una etapa driver se utiliza un transistor como llave y un transformador como elemento reactivo. El circuito puede observarse en la figura 5 y es la etapa driver más básica que nos permitirá estudiar las otras más adelante. Si Ud. comprende el funcionamiento íntimo de esta etapa, va a comprender el funcionamiento de todas las otras sin dificultades.

El transistor Q1 es nuestra llave a transistor y el generador XSG1 es en la realidad la etapa jungla del TV, que puede tener una tensión de salida de 5 a 12V de pico. Esa señal es de tipo rectangular con un periodo de actividad del orden del 40%.

Mientras Q1 se encuentra conduciendo circula una corriente creciente por el primario del transformador. Cuando esa corriente llega a un valor considerable el transistor Q1 se corta. La energía magnética acumulada en el núcleo encuentra la posibilidad de hacer circular corriente por el secundario y así lo hace impulsando corriente por D1 y R3 que representan a nuestra carga y que es la base del transistor de salida horizontal.

Observe que de acuerdo a cómo se conecta el transformador, podemos hacer que Q1 y D1 conduzcan al mismo tiempo o lo hagan en momentos diferentes. Esto se hace por diferentes razones. En principio, si los bobinados se conectaran con la fase invertida, cuando Q1 se corta no hay posibilidad de que circule corriente por el secundario. Se generará una sobretensión sobre el primario que si no se reduce de algún modo quema el transistor llave. Reducir esta sobretensión significa consumir esa energía reactiva y eso significa generar calor con la consiguiente pérdida de rendimiento. Con la fase elegida, la energía acumulada hace circular corriente por el secundario que es el efecto deseado con lo cual se mejora el rendimiento.

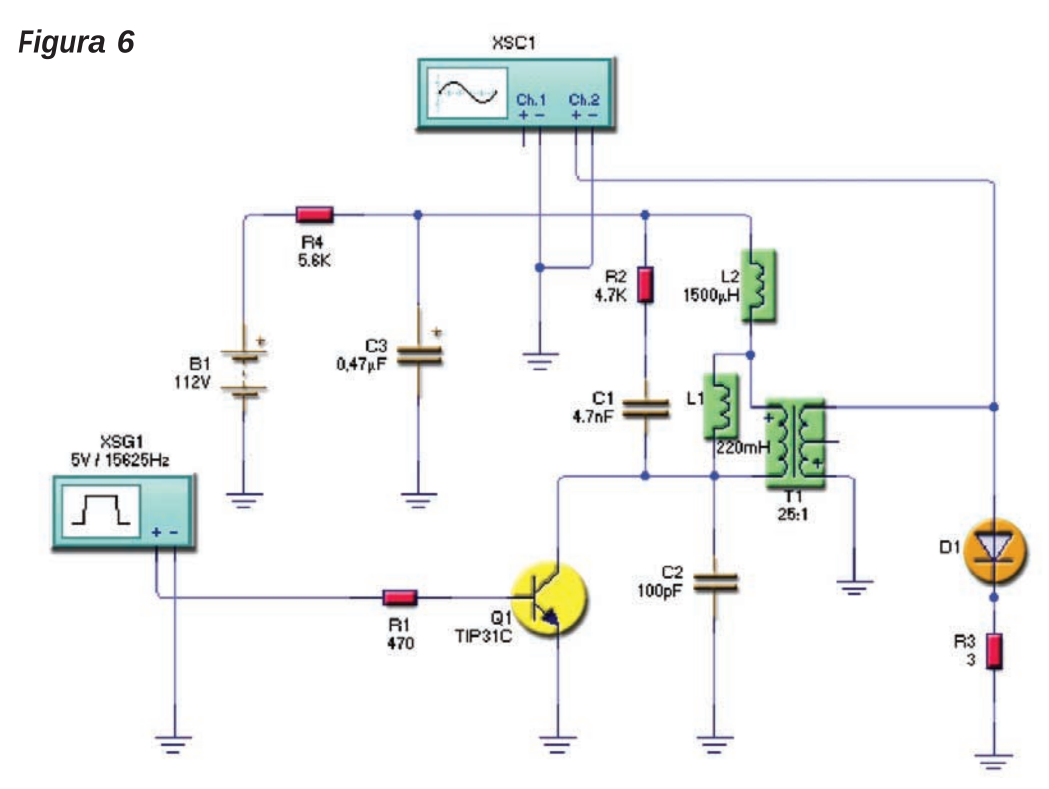
Por otro lado siempre conviene que exista un dispositivo conduciendo en todo momento para que el sistema esté permanentemente en un nivel de baja impedancia y de ese modo evitar captaciones de señales irradiadas que produzcan cambios de estado en momentos peligrosos para la vida de los transistores. Con la fase elegida, si no conduce Q1 conduce D1 y siempre estamos en baja impedancia.

Un transformador real se puede representar siempre como un transformador ideal y dos inductores. Uno en serie con el primario y otro en paralelo con el mismo. Cada inductor agregado representa una aproximación a la realidad. Analicemos el problema. Un transformador es un dispositivo que transfiere energía del primario al secundario y lo hace modificando los componentes de esa energía. En nuestro caso usamos un tranformador con una relación 25:1 es decir que si ponemos 25V en el primario obtendremos 1V en el secundario. Esto implica, por otro lado, que la corriente del secundario será 25 veces más alta que la de primario para que se mantenga la transferencia de energía. Para que toda la energía se transmita debemos asegurarnos que todo el campo generado por el primario pasa por el interior del secundario sin que se pierda una sola línea de fuerza. Esto es imposible de lograr y en la práctica siempre habrá una pequeña parte del campo magnético del primario que no atraviesa el secundario. Esa anomalía se puede representar por L2 que se llama inductancia de dispersión del transformador y que es mayor cuando más imperfecto es el transformador (cuando su núcleo es menos permeable o es de aire o una combinación de aire y hierro).

Ahora podemos decir que la energía de reacción del primario del transformador se consume en la carga pero la energía acumulada en este inductor genera pulsos de tensión sobre el primario que deben se eliminados con un filtro RC, so pena de quemar el transistor Q1. Observe el agregado de R2 y C1 que justamente cumplen con esa función. Cuando el transistor se corta, la energía acumulada en el primario se transfiere al secundario en tanto que la energía acumulada en la inductancia de dispersión se disipa en la resistencia de la red RC. El capacitor C2 (que no está en todos los TVs) cumple funciones antiirradiación reduciendo la velocidad de variación de la tensión (suaviza los flancos de la señal). Su ausencia puede provocar una línea vertical de interferencia sobre la pantalla (a un tercio del principio aproximadamente) con señales muy débiles.

Por lo general, la tensión disponible para alimentar a la etapa es la misma que alimenta a la salida horizontal (90 a 130V aproximadamente). Esto significa que este circuito debe ser completado con una resistencia reductora de tensión de fuente. En principio parecería que con cambiar la relación de espiras del transformador se podría usar cualquier tensión de fuente y de hecho es así.

Figura 6



Pero dada la carga a transformador, el colector siempre llega a tensiones que superan el doble de la tensión de fuente. Con 40V de fuente se llega a valores de orden de los 100 V de pico en el colector y eso significa que cualquier transistor de audio puede funcionar correctamente. En cambio, si se utiliza una fuente de 130V se llega a valores de 300V y entonces se requieren transistores especiales que soporten por lo menos 400V. En la figura 6 se puede observar la modificación correspondiente.

Esta modificación que parece elemental agrega la mayoría de las fallas del sistema. Fallas que nosotros pasaremos a enumerar. En principio vamos a suponer que el lector posee osciloscopio pero vamos a indicar siempre algún modo alternativo de medición.

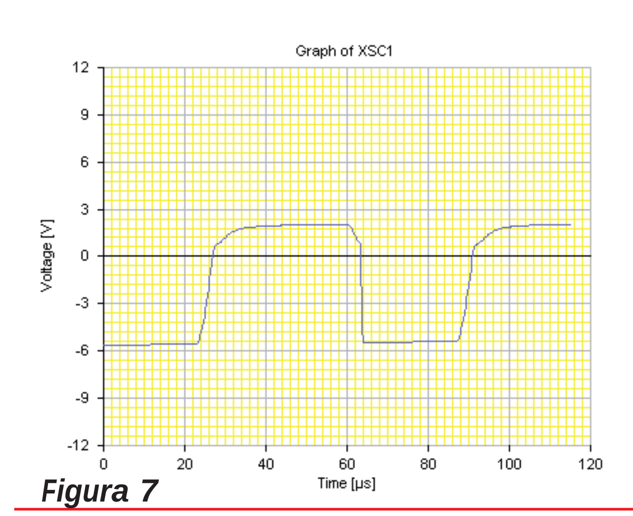


Figura 7

¿Cómo se sabe si la etapa funciona?

Observando el oscilograma en la base del transistor de salida. En la figura 7 se puede observar la forma de onda de tensión de base que es

prácticamente una onda rectangular con algunas irregularidades en los puntos de conmutación. El lector puede observar que la parte positiva de la señal está recortada en alrededor de 1,3V por la barrera de base del transistor de salida horizontal y la resistencia intrínseca de base representados aquí por D1 y R3. Hacia los valores negativos nada impide el crecimiento de la tensión que puede llegar a unos 3 a 6V negativos en función de la relación de espiras del transformador. En el mundo real la señal suele tener algunos picos agudos que no existen en la simulación.

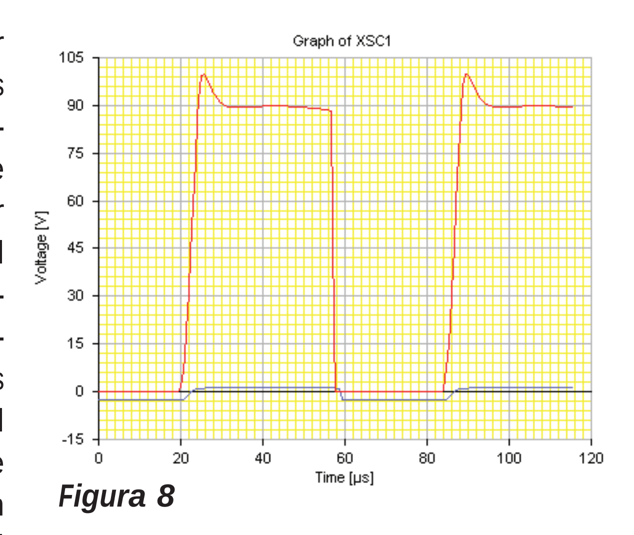


Figura 8

Si Ud. no tiene osciloscopio puede utilizar un simple téster de aguja como voltímetro en CC. El voltímetro realizará una integración de la señal de base y acusará una tensión negativa de alrededor de 2 a 3V.

La siguiente medición es en el colector del transistor driver. Allí se encuentra una señal considerablemente grande que puede ser medida con facilidad y que podemos ver en la figura 8. Este es probablemente el oscilograma más significativo de la etapa. Su análisis completo nos permite determinar una gran cantidad de fallas. En principio, observe que luego del flanco ascendente se produce la sobretensión debida a la inductancia de dispersión. Si dicha sobretensión aparece exageradamente alta debe apagar de inmediato el equipo antes que se queme el transistor y verificar la red RC. Inclusive puede ser que Ud. encuentre el transistor drive con un cortocircuito CE lo cambie y se vuelva poner en cortocircuito en el momento de probar el equipo. Para estos casos se aconseja alimentar a la etapa driver con una fuente regulada ajustable, ir levantando la tensión poco a poco y observar la existencia del pico de sobretensión. Ver la figura 9.

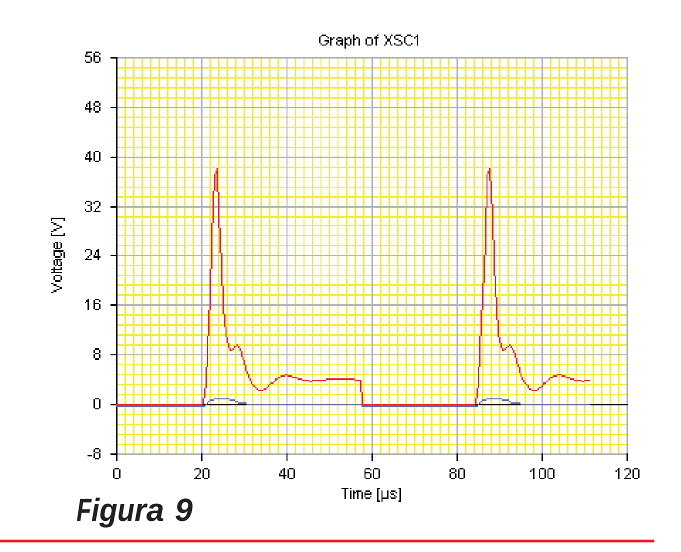


Figura 9

Si no tiene osciloscopio puede utilizar un simple diodo

rectificador de pico (un diodo rápido y un capacitor de .01µF x 1500V; en realidad con un capacitor de 250V alcanza pero más adelante utilizaremos el mismo detecto para medir la tensión de colector del transistor de salida y allí se requieren por lo menos 1500V de aislación) para medir el valor de la sobretensión de colector con el téster y estimar su valor a la tensión nominal de trabajo con un regla de tres simple. Por ejemplo, si la tensión nominal de trabajo es de 40V y Ud. trabaja con una fuente de colector de 10V, deberá multiplicar la tensión de pico por 4.

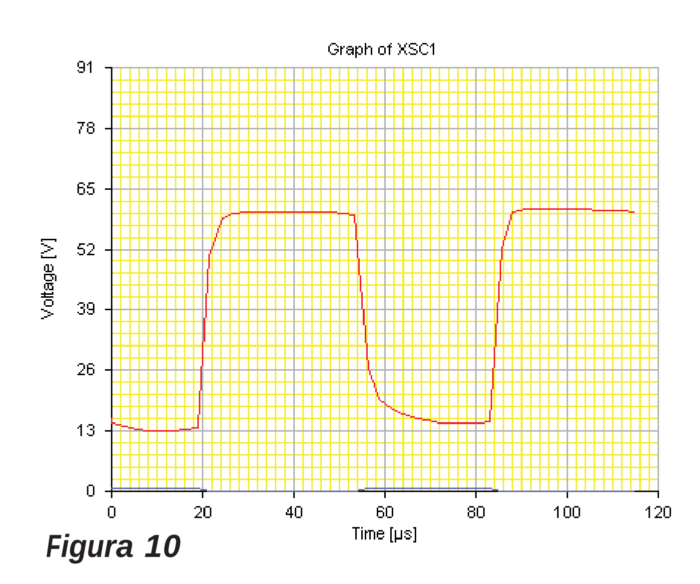


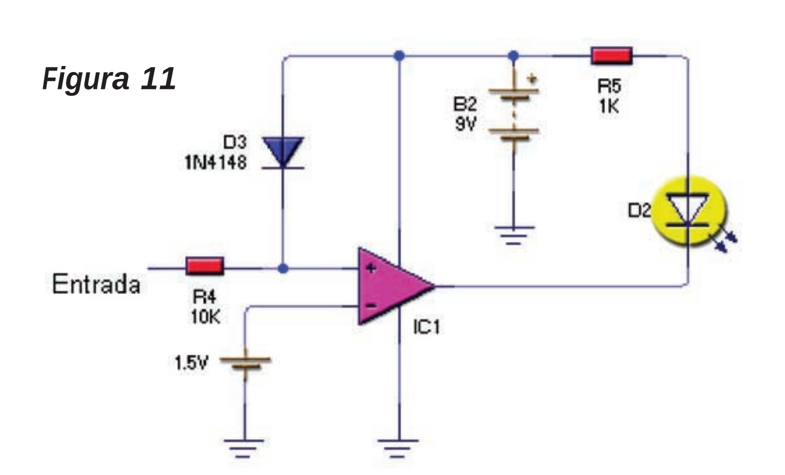
Figura 10

Lo más importante del oscilograma de colector, es observar que el transistor esté saturado en todo momento. Un transistor driver que no sature bien, no durará mucho tiempo funcionando y además puede afectar el funcionamiento del transistor de salida horizontal haciendo que se caliente por falta de excitación. Observar la figura 10.

Si Ud. no tiene osciloscopio, sólo puede comprobar esta falla utilizando un comparador rápido de precisión, como el LM393 con una tensión de 1,5V en su terminal negativo. Ver la figura 11.

Si el led se enciende a medio brillo significa que la etapa funciona correctamente porque la mitad del tiempo la tensión de entrada está por debajo de 1,5V. Si la tensión de saturación es superior a 1,5V el led no se enciende en ningún momento. Es aconsejable comenzar la medición poniendo la entrada a masa, momento en que el led se enciende a plena luz. Es decir que el led apagado, significa a su vez que el transistor está mal excitado o que está desbeteado.

Figura 11

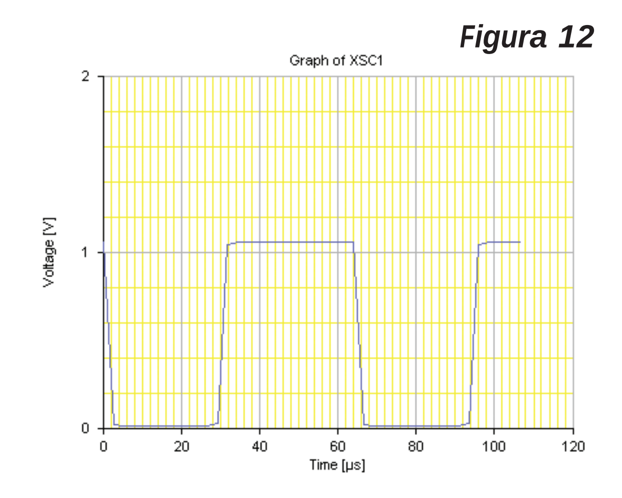


Por último, si en el colector no hay señal puede significar que el jungla no genere la señal de salida horizontal. Lo obvio es medirla primero pero hay que aclarar que existen diferentes posibilidades de señal de acuerdo al TV que se está analizando.

Una etapa de salida de un jungla puede ser con un transistor a colector abierto o con salida push-pull. En el primer caso la tensión de salida es altamente dependiente de la carga. Por ejemplo, si se conecta directamente la base del drive a la salida del jungla y un resistor de pull-up la tensión de salida cambiará de 0 a 700mV. Ver la figura 12.

En algunos casos la conexión no es directa pero se hace por un resistor de muy bajo valor, lo cual significa que la tensión de salida puede ser algo mayor a 1V. En cambio, cuando se utiliza una salida push-pull no hay resistor de pull-up y la tensión es igual a la tensión de fuente de la salida horizontal, que por lo general es de 9 o 12V. En este caso siempre se coloca un resistor separador que limita la corriente de base del driver.

Figura 12



Teniendo en cuenta estas variantes el reparador deberá determinar si la señal de salida tiene el nivel adecuado y si no lo tiene debe determinar por que razón no lo tiene. En este punto mucho reparadores olvidan que la etapa de salida H del jungla opera en muchos casos como interruptor de encendido del TV. En efecto, en muchos TVs el transistor de salida horizontal y el driver están en condiciones de funcionar pero no lo hacen porque la excitación está cortada, hasta que el usuario pulsa el botón de encendido.

Esto puede ocurrir de dos modos. El jungla tiene una entrada de ON-OFF que habilita la salida H o simplemente tiene una fuente separada para el oscilador horizontal (+BH) y esa fuente se utiliza para hacer la conmutación de encendido. También es posible que el oscilador arranque y se pare de inmediato porque el sistema entre en una condición de falla.

Esto es común en los televisores de la ultima década que están autoprotegidos y que además protegen la vida y la salud del usuario y del reparador.

Mencionemos dos de las protecciones solo como un ejemplo ya que es un tema relacionado con el microprocesador y no con la etapa driver:

Una es la protección por emisión de rayos X. Cuando la tensión extra alta del tubo supera los 33kV, la pantalla del mismo genera rayos X nocivos para la salud. En realidad, esta condición no se puede producir por mucho tiempo porque saltan arcos en el interior y en el exterior del tubo, que destruyen al TV. Pero todos los TVs actuales tienen una protección especial que analiza alguna tensión de un terciario del fly-back o simplemente la tensión de fuente de la salida horizontal, de modo que si supera un valor determinado el micro apaga el TV desde el oscilador horizontal del jungla y lo mantiene apagado hasta que cese la anomalía.

La otra protección es la de funcionamiento de la etapa vertical. Si la etapa vertical no funciona, la pantalla queda excitada por una línea vertical intensa que puede dañar el fósforo. Para evitarlo se suelen analizar las señales de la etapa (por lo general la de borrado vertical) y si la misma no existe se le informa al micro para que a su vez apague el oscilador horizontal.

Si Ud. tiene osciloscopio deberá analizar si aparece señal de salida del jungla por 1 o 2 segundos y luego se corta, para determinar si el TV entra en protección. Si no lo tiene puede precalentar el filamento del tubo con una fuente de 6,3V externa y luego proceder a encender el TV observando la pantalla. De inmediato podrá determinar si el TV arranca y se protege, o si no llega a arrancar nunca, o si aparece la clásica y delatora línea de un vertical dañado.

Si Ud. termina de reparar una etapa driver, no de al TV por reparado de inmediato. Manténgalo funcionando primero por un minuto y toque al transistor driver para reconocer si está peligrosamente caliente. Si lo está no continúe con la prueba. Verifique si satura correctamente, si la etapa de salida no lo está cargando en exceso, si no está pasado de tensión de pico etc., etc. Posteriormente incremente el largo de la prueba a 5 minutos, 15 y una hora antes de dar por terminada la reparación.

La Variante: "Secundario con Derivación"

¿Se puede sacar energía del colector del transistor de salida horizontal para excitar la base?

Se puede y es posible encontrar TVs en donde el transformador driver tie-

ne tres terminales en su secundario. Si Ud. encuentra un TV en donde el emisor del transistor de salida no está conectado a masa, sino a una derivación del transformador driver, es porque se trata de un driver realimentado. Observe si su circuito se corresponde con el de la figura 13.

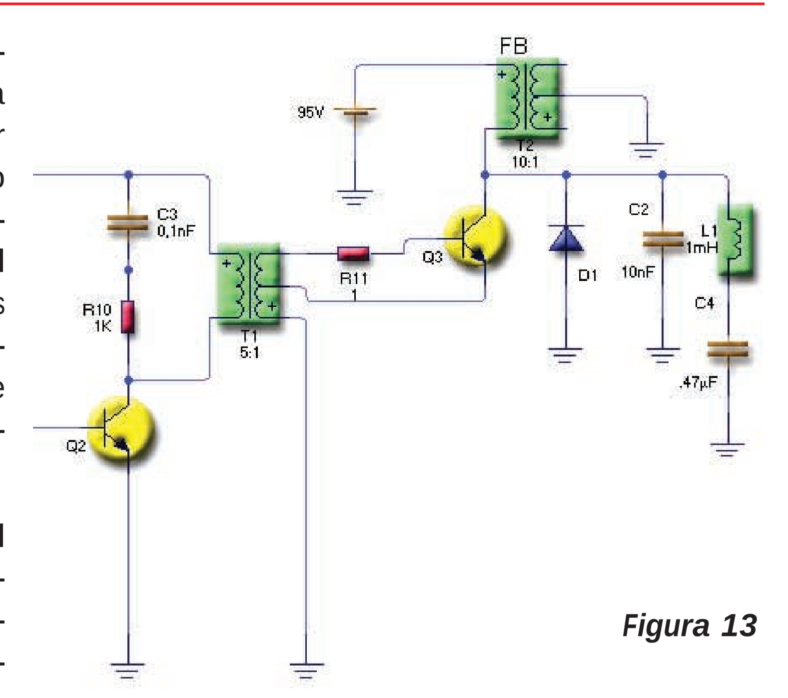
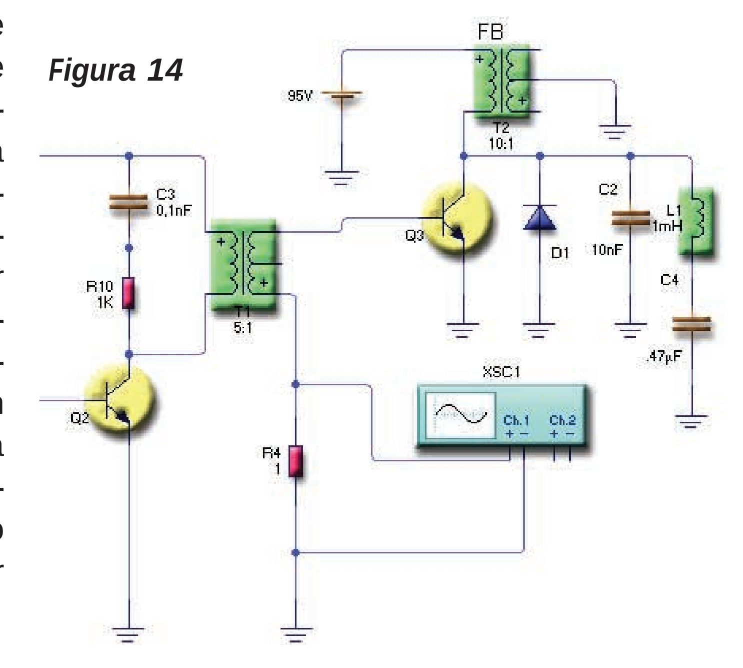


Figura 13

En este circuito el transistor de salida horizontal refuerza su excitación de entrada con corriente de colector que retorna a masa por el emisor. Ese retorno se hace atravesando el secundario del transformador driver. La corriente extra que pasa por la derivación del secundario genera un campo magnético que refuerza la conducción de base. Así las cosas el transistor driver trabaja más descansado. Pero la principal ventaja de este circuito es que si ocurre alguna falla que aumenta la corriente de colector, automáticamente aumenta la excitación y el transistor de salida no sufre daños porque se mantiene plenamente conductor.

La reparación de este tipo de etapas es totalmente similar a la de una etapa básica, pero existe un problema fundamental si se quiere medir con el osciloscopio la corriente de base del transistor de salida (que puede considerarse una medición fundamental). Esta medición, en una etapa clásica, se realiza agregando un pequeño resistor de 0,1 Ohm en el retorno de masa del transformador driver, ver la figura 14.

Figura 14



Es evidente que la corriente que fluye por este resistor agregado es la misma que fluye por la base. Con esta disposición, la masa del osciloscopio queda conectada a la masa del TV y la medición queda libre de ruidos. Si el mismo resistor se agrega directamente en la base, al conectar la masa del osciloscopio, levantada de la masa común, se genera ruido e inclusive se puede producir un mal funcionamiento.

En el driver realimentado, no tenemos ninguna posibilidad de medir la corriente de base porque por la pata de masa del transformador no fluye la misma corriente que por la base. La única posibilidad es medir la corriente con una sonda de corriente para osciloscopio, que puede quedar aislada de masa. Este tipo sonda existe comercialmente, pero su uso no está difundido entre los técnicos de TV dado su elevado precio (una sonda Tectronix puede costar 1200 dólares americanos). Por lo tanto el autor diseñó un dispositivo que sin grandes pretensiones, sirve para medir la corriente en la etapa de deflexión horizontal. Con ella se puede medir tanto la corriente de base, como la de colector o emisor y también otras importantes corrientes como la del yugo, primario del fly-back, capacitor de sintonía, diodo recuperador, etc, etc. tanto en etapas básicas como en las realimentadas.

Sonda de Corriente para Osciloscopio

Nuestra sonda se basa en el transformador de corriente utilizado en electricidad (también conocido como pinza amperométrica). Solo que en nuestro caso se construye alrededor de un toroide de ferrite de baja frecuencia. Un transformador de corriente, es un transformador con una sola espira primaria (el cable donde se desea medir la corriente y que entra y sale del núcleo toroidal). El secundario está construido con 500 espiras de alambre de 0,12 mm, cargado con un resistor de aproximadamente 1kΩ. En realidad es un preset que nos permite realizar un ajuste preciso de la sonda. Ver la figura 15.

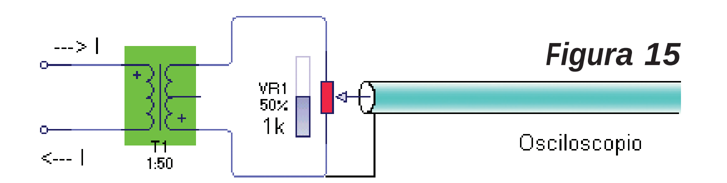


Figura 15

No hay mucho que decir sobre el circuito. Todo se reduce a explicar cómo se construye el transformador. El núcleo toroidal se puede

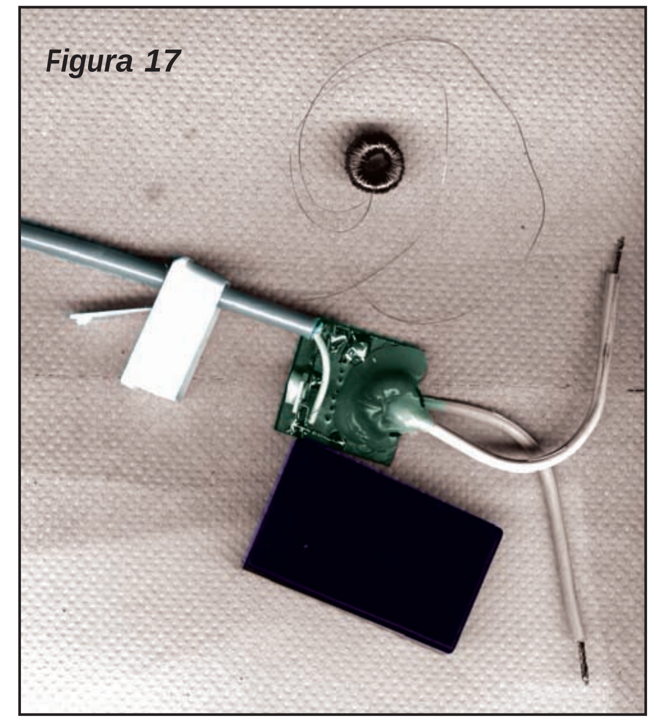
comprar o recuperar de una fuente de PC en donde por lo general hay dos núcleos. Se trata de un toroide de unos 10 mm de diámetro interior, 14 mm de diámetro exterior y 5 mm de altura. El tipo de material debe ser ferrite apto para trabajar en frecuencias de audio de 5kHz a 500kHz.


Figura 16

La bobina secundaria se debe construir primero con alambre de cobre esmaltado autosoldable de 0.12 mm de diámetro. El alambre se debe cargar en una varilla de madera del tipo de los utilizados en los helados paleta. A esa madera se le deben practicar dos cortes en V, uno en cada punta y allí se debe enrollar el alambre en cantidad suficiente como para bobinar todo el secundario. También se puede construir un husillo con alambre de hierro cobreado sacado de un par telefónico para exteriores. Ver la figura 16.

Ármese de paciencia y bobine las 500 vueltas de rigor pasando el husillo por el interior del toroide. Las espiras deben estar distribuidas por todo el núcleo en forma pareja y no se preocupe si se le escapan algunas vueltas de más o de menos. Vea la figura 17 en donde explicamos la construcción paso a paso.

En la parte superior le mostramos una bobina terminada y en la parte inferior el armado en una cajita de confites observe la bobina pegada sobre el circuito impreso y su preset de ajuste que se puede ajustar abriendo la compuerta de salida de los confites. También se observa el bobinado primario que es un simple cable pasando por el centro del toroide bobinado (1 espira).


Figura 17

Ahora dispóngase a ajustar la sonda. Busque algún TV que funcione y que tenga el emisor del transistor de salida a masa. Construya un resistor de 0,1Ohm con 10 resistores en paralelo de 1Ohm 1/8 de watt y ponga el cable de la sonda que oficia de primario en serie con el resistor de 0,1Ohm (no dibujado en el circuito). De este

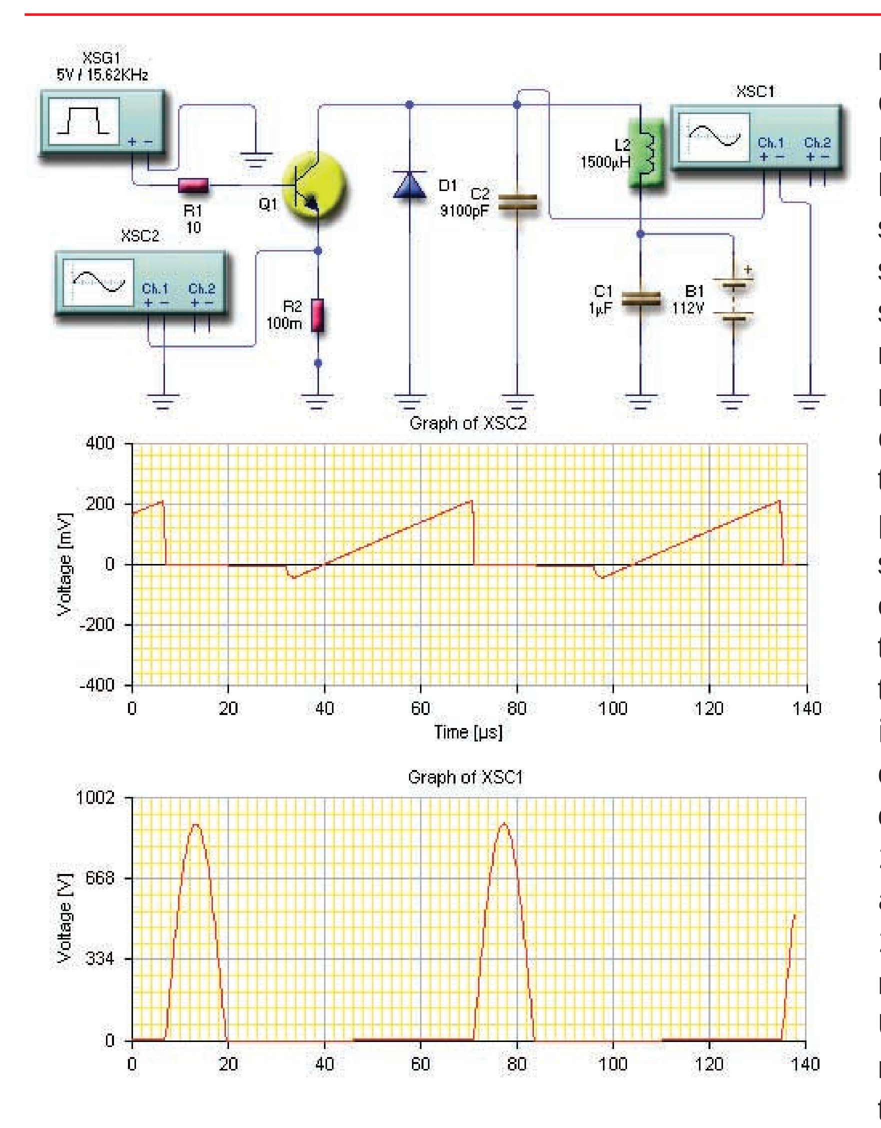


Figura 18

modo por el primario del transformador y por la sonda circula la corriente de emisor del transistor de salida horizontal. La sonda que acabamos de construir tiene una sensibilidad de aproximadamente 1A/V (1 Amper por Volt) con el preset al 50%. Observe el oscilograma de tensión sobre la resistencia de 0,1Ohm; imaginemos que indica un valor pico a pico de alrededor de 200mV (equivalente a una corriente de 2A). En el secundario de nuestra sonda, Ud. debe medir 2V si no es así debe ajustar el preset (figura 18).

Observe que la señal de colector es un diente de sierra que se desarrolla prácticamente todo en el eje positivo. Apenas hay un pequeño pulso negativo que se produce por recuperación del transistor. En el mundo real la recuperación de un transistor de salida comercial puede ser algo mayor a la mostrada. Nuestra sonda no tiene acoplamiento en continua, por lo tanto siempre es conveniente agregar la gráfica de la tensión de colector como referencia. Recuerde que cuando aparece el pico de retrazado no hay circulación de corriente de colector, así como unos 10µS posteriores donde se produce la recuperación de energía acumulada en el yugo.

Ya con la sonda ajustada le recomendamos que pruebe todos los puntos importantes del circuito de salida tomando como referencia la tensión de retrazado.

Recuerde que la tensión de colector no puede ser medida con una punta común para osciloscopio. Debe utilizar una punta divisora por 100 que puede construir Ud. mismo.

Punta Divisora por 10

Las puntas para osciloscopio suelen tener aislación para 600V; esto no las hace aptas para medir la tensión de salida horizontal. Construir una punta especial es muy simple y muy económico si no pretendemos grandes precisiones en la medición.

Una punta de este tipo se realiza con un resistor especial de alta aislación del tipo "metal glazed". Pero dada la dificultad para conseguirlos el autor optó por construirlas con resistores comunes de 1/8 de watt e inclusive de 1/16 de watt. Estos resistores según el fabricante poseen una tensión máxima de trabajo del orden de los 180V y por lo tanto deberemos usar 10 en serie para tener una aislación

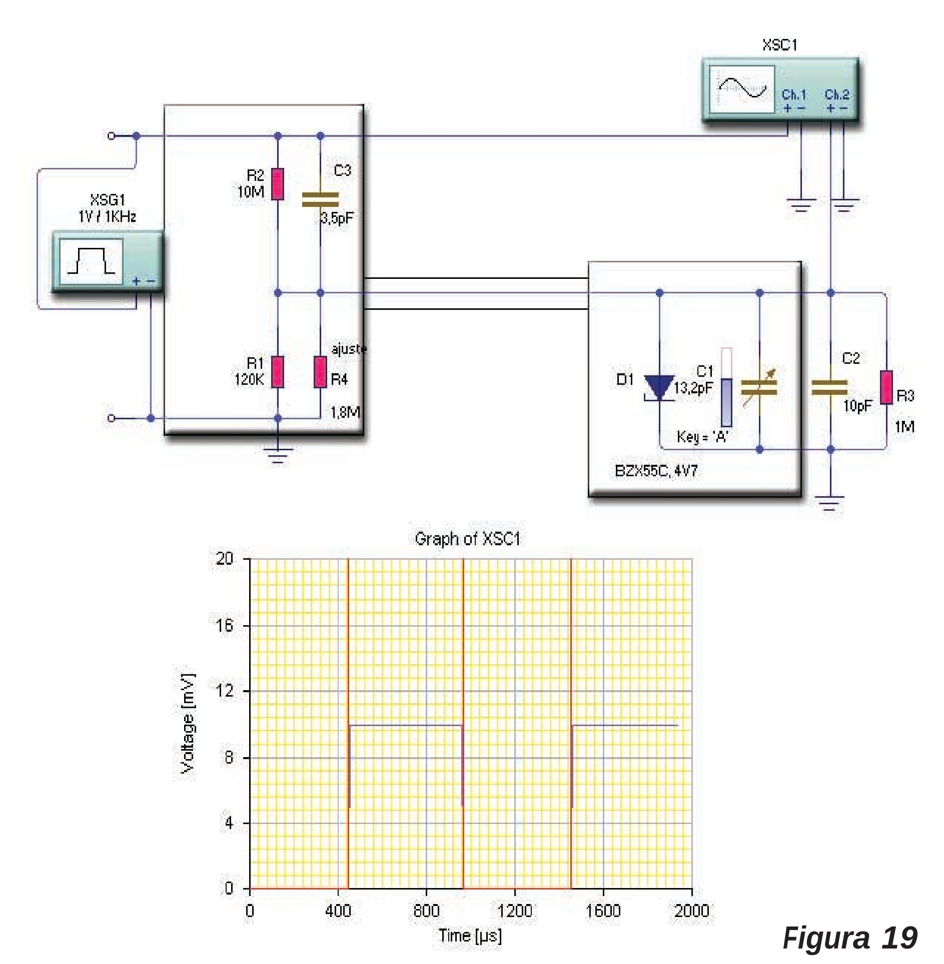
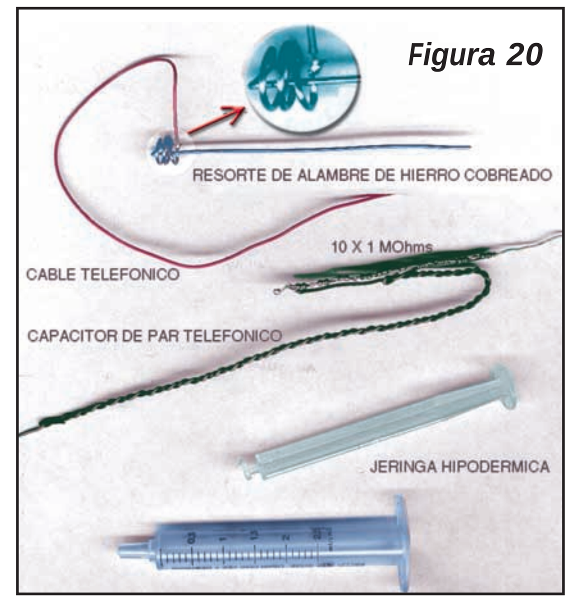


Figura 19

de 1800V. Como un osciloscopio tiene una impedancia de entrada formada por un resistor de 1MΩ y un capacitor de 10pF debemos colocar un resistor de 120kΩ en paralelo con la entrada para evitar que al trasladar la punta a otro osciloscopio quede descompensada en amplitud (divida por menos de 100 o por más de 100). Posteriormente debemos agregar una compensación capacitiva en paralelo con el resistor superior no sin antes agregar un trimer de unos 10pF que nos permita ajustar la punta cada tanto. En la figura 19 podemos observar el circuito de la punta divisora por 100 básica a la que siempre es conveniente agregarle un zener de protección para evitar daños al osciloscopio cuando se producen arcos aunque por lo general todos los osciloscopios tienen las entradas protegidas.

Para probar o ajustar la punta se puede utilizar la salida de onda cuadrada que tienen todos los osciloscopios para ajustar la punta por 10 (por lo general de 1Vpap). Junto al circuito se puede ver el oscilograma de la señal sin atenuar (sobrepasando la escala) y el oscilograma de la salida con la punta debidamente compensada y ajustada en amplitud. Observe que el oscilograma de salida tiene una amplitud de exactamente 10mV (1000mV % 100) y que no tiene sobrepicos ni crecimientos lentos de los flancos.

Para ajustar esta punta se puede utilizar la señal rectangular de ajuste que poseen todos los osciloscopios y que prácticamente es siempre una señal rectangular de 1V, 1kHz. Debe tener en cuenta que el capacitor superior (C3) debe tener una aislación de 1,5kV. Por lo general se construirá siempre con diez capacitores en serie de 33pF x 250V aunque existe una alternativa que es construir un capacitor con par telefónico para interior, de unos 10 cm de largo.



En la figura 20 se pueden observar las diferentes piezas que forman esta punta del lado de la señal. Observe que se utiliza una jeringa descartable y un resorte construido con un alambre de hierro acerado sacado de par telefónico para exteriores. Este alambre está cobreado lo que nos permite soldarlo perfectamente.

Primero debe fabricar el resorte que oficia de punta con gancho, según la ampliación de la parte superior. La forma es la de un helicoide (resorte) pero con una

punta introducida por dentro del helicoide que después de colocarlo dentro de la jeringa cortado y doblado oficia de gancho de conexión. El cable que sale de costado, es la conexión para el capacitor C3 y el resistor R2. Que se ubican al costado de la jeringa y que luego se van a cubrir con un espaguetti termocontraible junto con la salida del cable blindado.

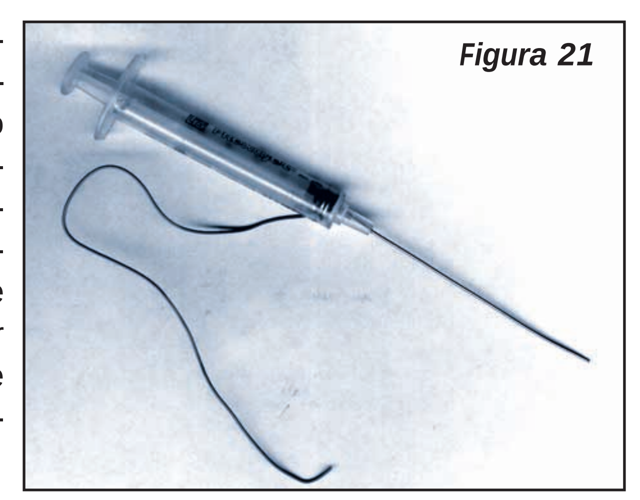


Figura 21

Realice una perforación en el costado cerca de la boca de la jeringa. Introduzca por allí el cable de conexión y luego introduzca el alambre para el gancho por el pico de la jeringa desde la parte del émbolo. Según se indica en la fotografía 21.

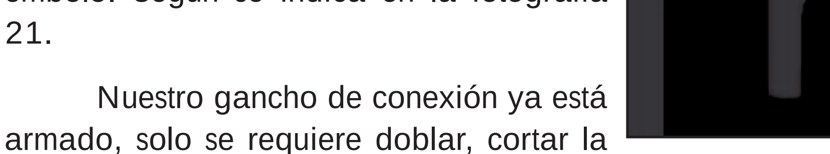


Figura 22

Nuestro gancho de conexión ya está armado, solo se requiere doblar, cortar la punta y colocar el émbolo de la jeringa. Posteriormente se conectarán los 10 resistores y el/los capacitores en paralelo, al conductor lateral y el vivo del cable coaxil a la otra punta de los resistores como se puede observar en la figura 22. Posteriormente se realizará una prolongación de la malla de conexión con destino al cable de masa de la punta. Un espaguetti termocontraíble externo permitirá aislar los componentes agregados.

El resto de la punta, se arma sobre el conector BNC acodado, como se puede observar en la figura 23 y posteriormente se arman las cachas de plástico del mismo tapando todo el conjunto como se puede ver en la figura 24.

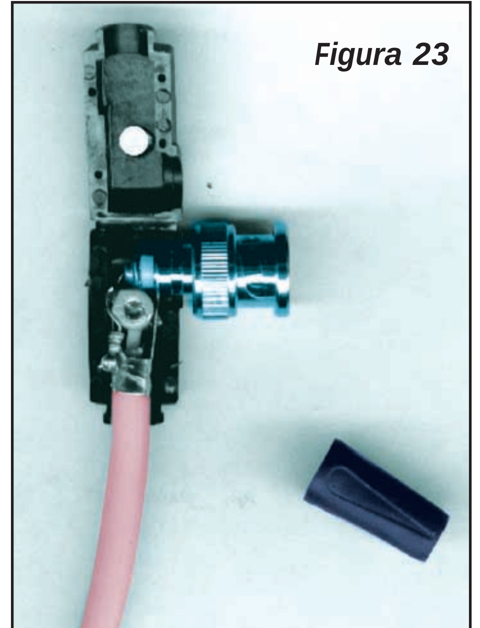


Figura 23

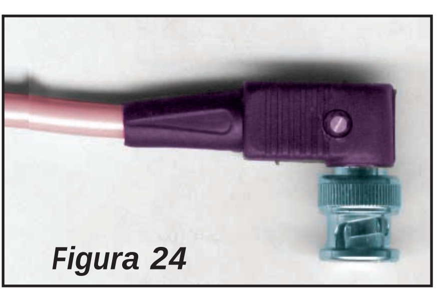


Figura 24

El trimer de ajuste debe tener un agujero de acceso para su ajuste fino posterior cada vez que la punta cambia de osciloscopio.

Etapa Driver con Oscilador Intermediario a 555

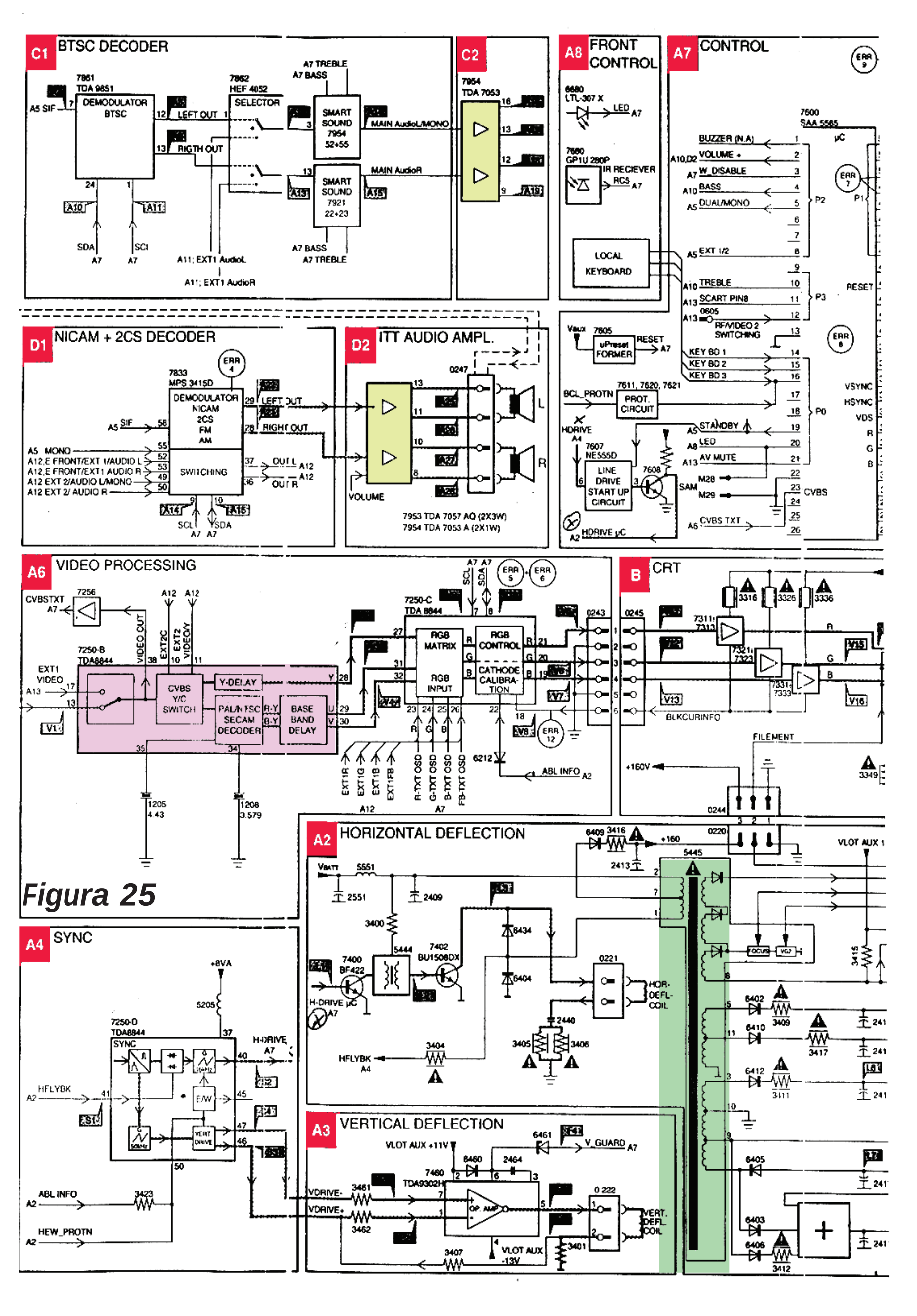


Figura 25

Como dijéramos al comienzo, vamos a tomar una de las empresas de electrónica más grande del mundo y vamos a analizar los circuitos driver horizontal de sus TVs más modernos, ahora que ya estamos equipados para ello.

La primera novedad que encontramos en el chasis L9.2A es una etapa intermediaria ubicada entre el circuito integrado jungla y la etapa driver clásica. El agregado de esta etapa, lejos de complicar la tarea del reparador la

simplifica, porque esta etapa realizada con un 555 es un oscilador que puede funcionar independientemente del jungla si se lo fuerza adecuadamente. Luego el reparador no tiene la duda clásica de que el jungla no esté oscilando. Por supuesto que se debe tener la precaución de observar el funcionamiento con detalle porque las protecciones quedan anuladas y puede producirse una falla encadenada.

El chasis que contiene este circuito con el 555 es el L9.2A forma parte de los TVs Philips 14 PT 214 - 14 PT 314 - 14 PT 414 - 20 PT 224 - 20 PT 324 - 20 PT 424 - 21 PT 334 - 14 PT 514 y 20 PT 524 entre otros.

En la figura 25 se puede observar el diagrama en bloques de la sección de deflexión, que suele confundir al reparador (por lo menos el autor se confundió al mirar el plano). En efecto, en la parte inferior izquierda se observa la sección del jungla (TDA8844) destinada a la generación del sincronismo horizontal. La salida de pulsos para el driver salen por la pata 40 que parece estar conectada al transistor 7400 en el bloque de la derecha. En realidad no es así, si se observa el cable que sale de la pata 40, se ve que dice A7 y eso quiere decir que está dirigido al bloque A7 de arriba a la derecha. Allí pasa por un circuito integrado NE555D y por el transistor amplificador 7680 y luego va a la etapa driver por el cable indicado A2. Este cable es el que conecta el transistor driver.

Es decir que el jungla genera un pulso de sincronismo que engancha al 555 y el 555 genera el pulso con el tiempo de actividad adecuado para excitar el driver. Esta etapa con el 555 no existe en otros modelos de Philips o de otras marcas y el reparador suele ignorar que tiene una etapa más para verificar.

En la figura 26 se puede observar el circuito completo del predriver. El funcionamiento como oscilador (astable) del 555 se basa en la carga del capacitor 2608 desde los 5V a través de los resistores 3610 y 3611. Cuando la pata 6 (THR) reconoce una tensión superior a 2/3 de fuente suprime la carga y comienza la descarga por la pata 7 (DISC). La salida de señal se produce por la pata 3 (out) que excita al transistor inversor 7608 que desde su colector entrega la señal al transistor driver. El 555 tiene una pata de reset (4) que en este caso se utiliza para suprimir la señal de salida cuando el TV está en la condición de Stand by. El oscilador se sincroniza por su pata 6 (TRH) adonde llega la señal de salida del jungla por intermedio del capacitor 2610. El resistor 3609 es la resistencia de pull-up de la etapa jungla.

Esta etapa es muy fácil de reparar, en principio es conveniente realizar el control de encendido a mano desconectando el resistor 3615 y conectándolo a masa para apagar el oscilador, o a 5V para encenderlo. Luego hay que verificar

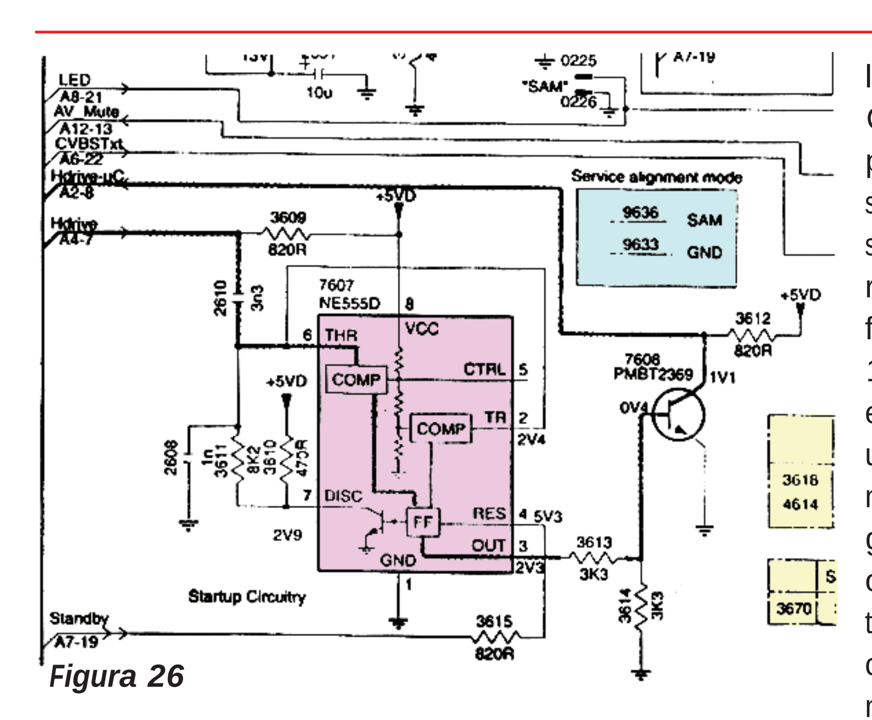


Figura 26

la salida por la pata 3 OP con un osciloscopio o con un téster. Allí se debe encontrar una señal prácticamente rectangular de 5V, a la frecuencia de 15.625Hz si el 555 está enganchado o a una frecuencia algo menor si está desenganchado. Si no tiene osciloscopio utilice un téster analógico en continua sobre la misma pata. Deberá indicar una tensión de 2,3V aproximadamente.

Posteriormente, si existe señal en la salida, se debe controlar la tensión de colector del predriver que debe tener un valor de aproximadamente 1Vpap (el téster analógico debe indicar aproximadamente 0,5V). Si bien no conozco la razón, el transistor 7608 dañado, es una de las fallas típicas de este TV, cuanto el driver no tiene excitación. Otra falla típica son los resistores SMD (3613, 3614, 3612, 3615) quebrados o mal soldados.

El circuito continúa en la sección de salida horizontal que podemos observar en la figura 27.

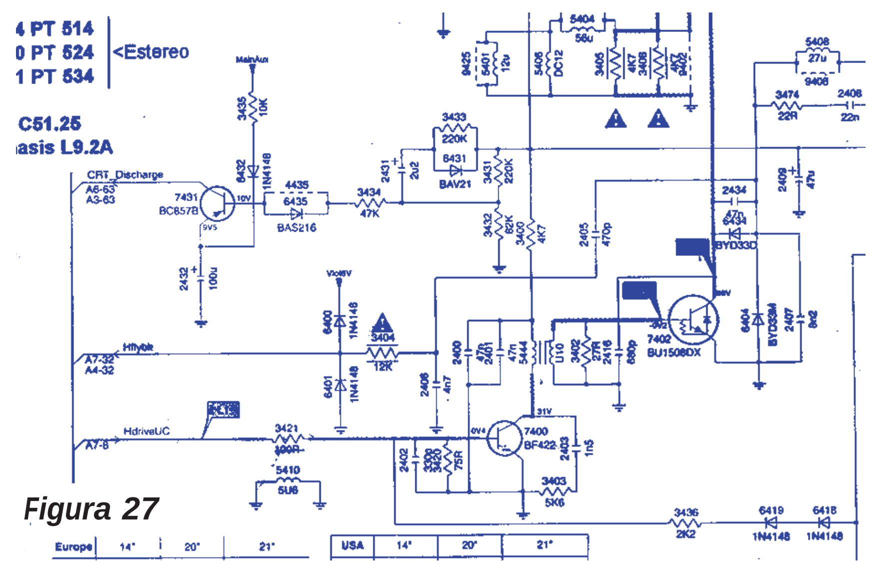


Figura 27

Con referencia al resistor 3420 debemos decir que el valor indicado en el circuito original de 75 Ohm es un error de dibujo. En algunos TVs encontramos un valor de 750 Ohm y según referencias de otros colegas algunos TVs tienen el lugar

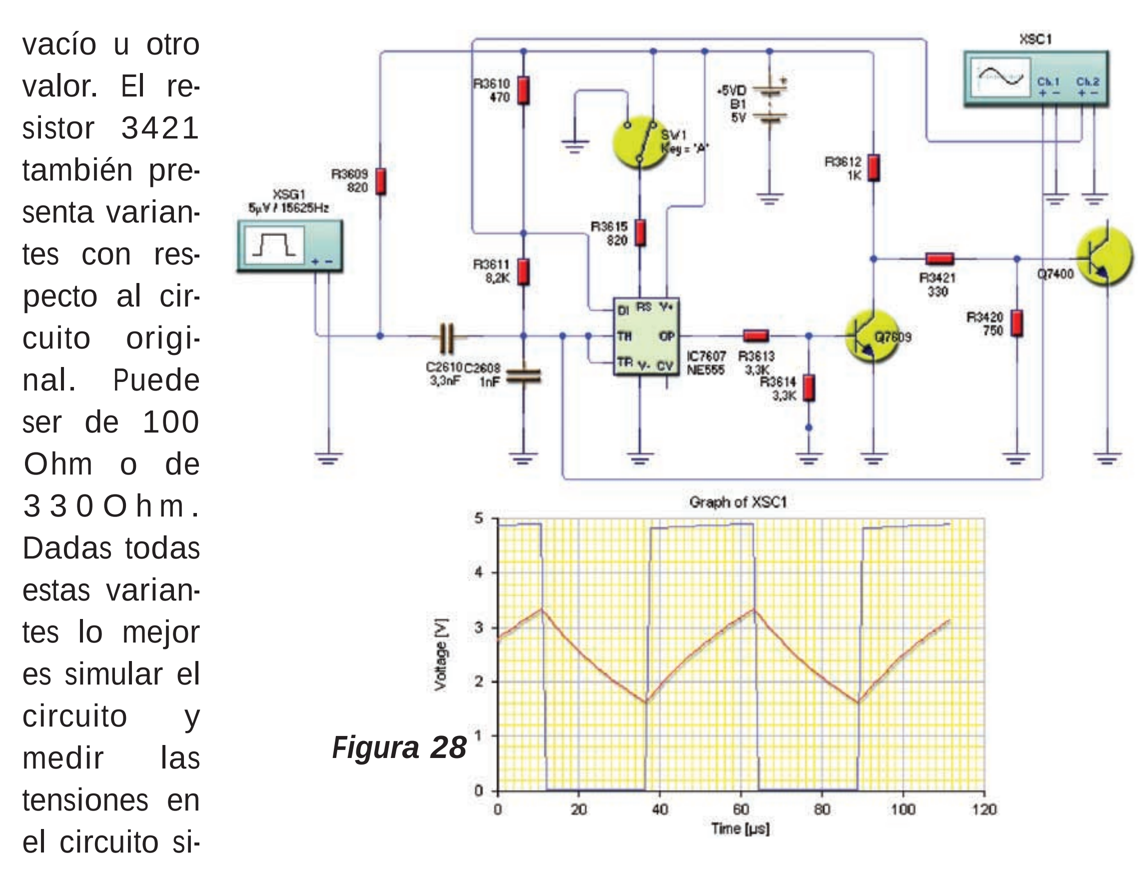


Figura 28

vacío u otro valor. El resistor 3421 también presenta variantes con respecto al circuito original. Puede ser de 100 Ohm o de 330Ohm. Dadas todas estas variantes lo mejor es simular el circuito y medir las tensiones en el circuito simulado, colocando los resistores que realmente tiene el TV que está reparando. Si Ud. tiene instalado el Livewire en su máquina puede bajar el circuito de prueba desde nuestra página web: **www.webelectronica.com.ar**, haciendo click en el ícono password, e ingresando la clave: **supe8**

Si el 555 no tiene salida, debe verificar la constante RC del oscilador R3610 + R3611 y C2608 (observe que C2610 también forma parte de la constante de tiempo). Los resistores se deben verificar con el téster como óhmetro y los capacitores deben reemplazarse mientras se observa la salida. Los oscilogramas en DI (7) y TH (6) se pueden observar en la figura 28.

La onda cuadrada corresponde al gráfico de la salida DI (7) y el diente de sierra a TH (6). El 555 realiza una tarea muy simple. Deja que la tensión suba hasta 2/3 de la fuente y en ese momento comienza la descarga hasta 1/3 de la fuente en donde vuelve a comenzar una nueva carga. Si Ud. tiene dudas sobre el funcionamiento del 555 podría probarlo aplicando tensiones continuas, pero es tan barato, que por lo general es más lógico cambiarlo. El autor no propicia el método de trabajo de cambiar/probar pero cuando se tiene perfectamente identificada la etapa fallada, no tiene mayor sentido llegar a determinar específicamente el componente fallado con un 100% de seguridad.

Etapa Driver de Prueba

Como el lector puede observar, le dimos una gran importancia al circuito anterior. Lo hicimos por una razón muy particular. El siguiente circuito que vamos a analizar es el correspondiente a una etapa de salida horizontal autooscilante. Para reparar este tipo de etapa es imprescindible construir una etapa driver de prueba con su propio oscilador horizontal. Y justamente el circuito anterior cumple con esas condiciones sin requerir mayores cambios. En la figura 29 se puede observar el probador completo en donde se observa que el transformador driver tiene una construcción especial ya que debe funcionar con baja tensión de fuente (12V) y por lo tanto su relación de vueltas es mucho más baja que en un driver común.

Vamos a darle aquí varias alternativas de construcción. En principio Ud. puede utilizar un transformador driver sacado de un TV en desuso siempre que construya una fuente del mismo valor que la que tenía el equipo original y coloque un RC sobre el primario idéntico al original. Como el oscilador no consume mucho se puede realizar una fuente a zener para alimentarlo con 12V.

También puede construir un transformador driver para 12V tomando un toroide de ferrite de 30 mm de diámetro exterior (sacado de la misma fuente en desuso que proveyó el núcleo para la sonda de corriente). Sobre este núcleo debe bobinar un secundario de 10 espiras de alambre de 0,20 mm de diámetro y sobre él un primario de 100 espiras de alambre de 0,10 mm. La red RC que indi-

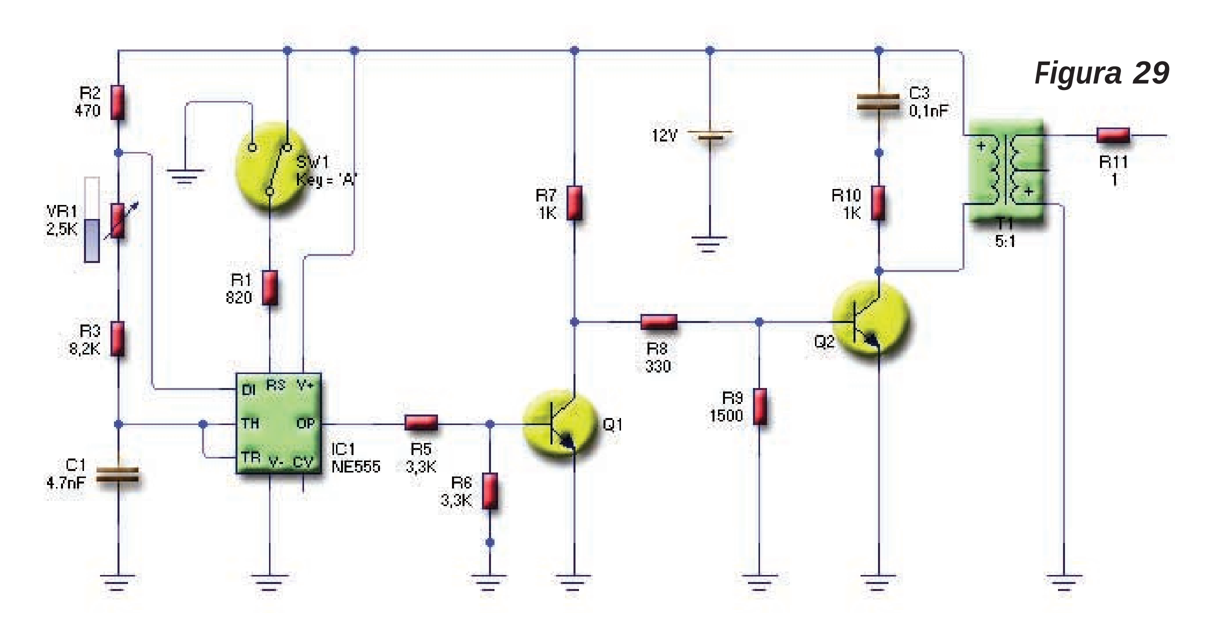


Figura 29

camos sobre el primario es tentativa ya que depende de las características del núcleo y deberá ajustarla observando la forma de onda de colector con un osciloscopio.

El transistor Q1 es un BC548B y el transistor Q2 un TIP29C para que el probador pueda admitir sobrecargas de corriente sin mayores inconvenientes.

No podemos garantizar que este transformador funcione correctamente, sin tener que realizar ajustes en la cantidad de vueltas del primario en la relación de transformación o en ambas cosas. Solo le podemos indicar que debe entregar una corriente de 800mA al final del trazado, para poder saturar a todas las etapas horizontales vigentes en la actualidad.

Para probarla debe colocar la sonda de corriente entre la salida y la base de un transistor de salida horizontal externo, cuyo emisor se conecte a la masa del probador (el colector se deja al aire). Debe ajustar el preset VR1 para que el oscilador trabaje a 15.625Hz (64µS).

La ultima alternativa es quizás la más rápida y fácil. Se trata de utilizar el TV que utiliza como monitor para su laboratorio (en general para probar videos) colocándole una llave inversora en el secundario del driver. Con esa llave inversora se podrá excitar al transistor propio o a un transistor externo. En nuestro laboratorio trabajamos con una manguera de conexión de 1 metro de largo sin ningún inconveniente. Solo debe tener en cuenta de que no se embale la fuente de la etapa de salida horizontal, cuando se desconecta el consumo correspondiente. Si la fuente se embala, debe colocar una llave de doble vía y con la segunda vía conectar una carga resistiva sobre la misma que compense la carga quitada.

Etapa de Salida Horizontal Autooscilante

En los TVs tenemos ejemplos surtidos de llaves de potencia autooscilantes en las fuentes de alimentación pulsadas. En efecto, existen muchas fuentes discretas basadas en el efecto de autobloqueo e inclusive algunas basadas en el conocido circuito integrado TDA4600 que emplean el mismo efecto.

En este estudio ya analizamos el caso de transformadores driver con 5 terminales, en donde el transistor llave en parte se autoexcita. Como la realimentación utilizada no llega a ser suficiente para que el transistor oscile, no podemos

decir que se trate de un oscilador pero está bastante cerca de serlo. El hecho es que si desconectamos el driver el transistor de salida no llega a generar ni siquiera un pulso de oscilación.

En las etapas autooscilantes horizontales de Philips, el transistor de salida horizontal junto con el fly-back forman un oscilador que genera muchos ciclos de oscilación aun en ausencia de la etapa driver (en realidad como esa oscilación es de frecuencia más baja que la nominal se genera mayor tensión de retrazado y el transistor se puede quemar en el primer ciclo). La etapa driver solo tiene funciones de sincronización de ese oscilador, que de hecho funciona a una frecuencia bastante más baja que la horizontal.

La evidente ventaja de estas etapas driver es su economía, dada la ausencia de un transformador driver y una mejor excitación del transistor de salida, aportando corriente en el momento en que el transistor de salida lo necesita (al final del trazado).

El inconveniente es que como el transistor de salida puede oscilar por su propia cuenta, una falla puede provocar una oscilación a una frecuencia más baja que la nominal. Recuerde que la teoría indica que cuando más tiempo le damos a la corriente para crecer en un inductor, mayor será la tensión que éste genere al cortarla. Si la etapa de salida autooscila en una frecuencia más baja que la nominal; cuando el transistor de salida se corte, se generará un pulso de retrazado más alto que lo normal que puede quemarlo de inmediato. Esto significa que el diseñador deberá tomar todos los recaudos necesarios para evitar que la etapa oscile por sus propios medios. Suponemos que el alumno se estará preguntando:

¿No entiendo nada, primero diseñan una etapa autooscilante y luego tienen que evitar que oscile?

En realidad lo que se busca es una etapa con realimentación positiva (regenerativa) para que requiera un mínimo de energía exterior, para oscilar sincrónicamente con nuestra señal del oscilador horizontal. Pero para que un amplificador realimentado oscile, se deben cumplir las dos condiciones de Barkhausen: 1) que la fase de la realimentación sea positiva y 2) que la ganancia del amplificador con la red de realimentación incluida sea superior a uno. En nuestro caso se le da al amplificador (transistor de salida horizontal) una ganancia superior a la unidad pero se buscan mecanismos de protección que eviten la autooscilación. Por lo tanto solo se puede producir una autooscilación peligrosa en caso de falla.

¿Cuándo debe funcionar la etapa de salida horizontal?

Solo cuando funcione el jungla. En efecto, en la mayoría de los TVs actuales las tensiones de salida de la fuente de alimentación se generan apenas el TV se conecta a la red. El corte y la conexión se realiza por medio de la tensión de fuente del oscilador horizontal. El oscilador desconectado significa aparato apagado.

La fuente de la sección osciladora del jungla, se suele conmutar con uno o dos transistores usados como llave o como en nuestro caso con un circuito integrado de control fabricado ex profeso. Este circuito integrado recibe una señal del microprocesador y genera la tensión de fuente +8V que alimenta al oscilador horizontal. Cuando esta tensión pasa al estado alto la etapa de salida debe quedar bien excitada. Cuando está en el estado bajo no deben existir posibilidades de que la etapa de salida autooscile.

En la figura 30 se puede observar el circuito de la sección horizontal del chasis Philips 7.1 o 7.2 que se incluye en los TVs modelo 14PT2682 20PT2682 y 21PT2682 entre otros.

Analicemos el circuito en stand by. Todas las tensiones de fuente están conectadas pero no hay señal proveniente del jungla (señal de sincronización). En esta condición el capacitor 2448 se carga con tensión positiva saturando al tran-

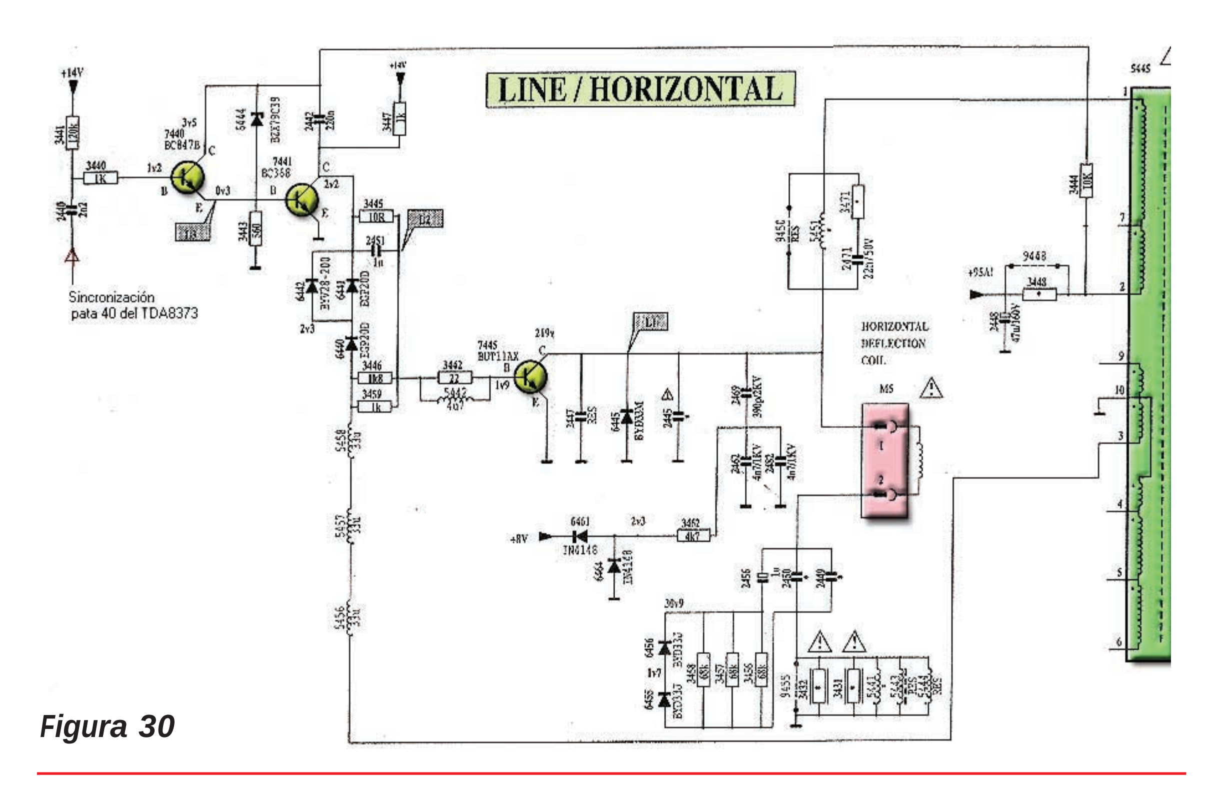


Figura 30

sistor 7440. En la unión de los resistores 3440 y 3441 se podrá medir una tensión continua de 1,6V y en la base del transistor 7440 una tensión de 1,5V. En esas condiciones el primer transistor está saturado y su tensión de colector es de 860mV. Es evidente que no hay circulación de corriente por el zener ya que se encuentra muy por debajo de su tensión de conducción. Sobre la base del segundo transistor se obtiene una tensión de 800mV que nos indica que el segundo transistor también está saturado. Su colector está por lo tanto a un potencial bajo del orden de los 18mV y no se aplica ninguna tensión de excitación al transistor de salida.

En el momento en que se conecta el TV a la red, el jungla no funciona y el predriver arranca saturado sin que se puedan producir autooscilaciones. Cuando se enciende el TV el jungla comienza a oscilar y la señal de salida del mismo corta al transistor 7440 de acuerdo al periodo de actividad del mismo. El periodo de actividad del jungla es siempre del orden del 40% alto, 60% bajo y en esa misma proporción conducirá y cortará el transistor 7440 permitiendo que su tensión de colector crezca hasta un valor de unos 3,5V. Esta tensión está muy lejos de ser una tensión continua. En efecto, se trata de una rampa debida a la carga de C2442 desde la fuente de +95V en donde se considera despreciable a la tensión sobre colector del transistor 7441 debido a que sobre él esta conectada la base del transistor de salida por los resistores 3445 y 3442 de muy bajo valor. Esto significa que la tensión no puede crecer mas allá de 1,2V aproximadamente.

La forma de señal sobre el colector del primer transistor es sumamente importante para la reparación y para entender para qué sirve cada componente del circuito. Por eso el autor simuló el mismo obteniendo un oscilograma como el indicado en la figura 31, obtenida sin conectar el colector del transistor de salida horizontal. En realidad, cuando se conecta el transistor, la tensión pico de la rampa se reduce en un valor del 20%, dado que la energía de la excitación se obtiene casi toda desde el fly-back. Pero un buen método de service requiere separar la etapa driver de la etapa de salida y por eso preferimos levantar el oscilograma con el colector de salida levantado.

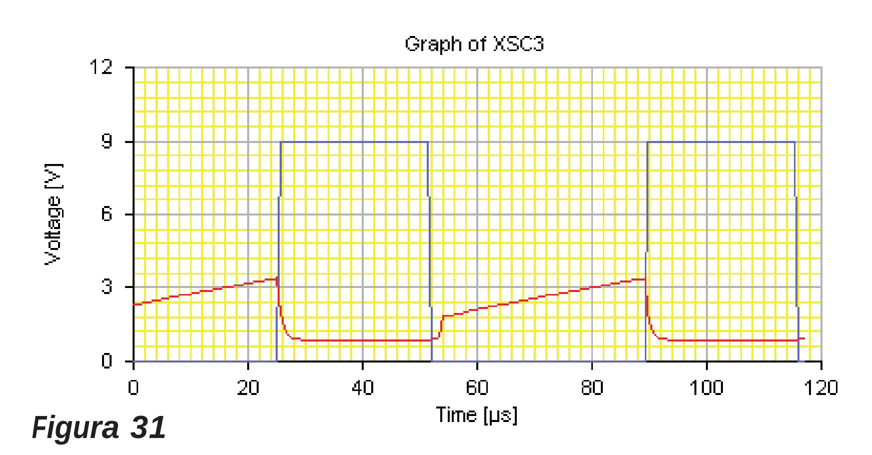
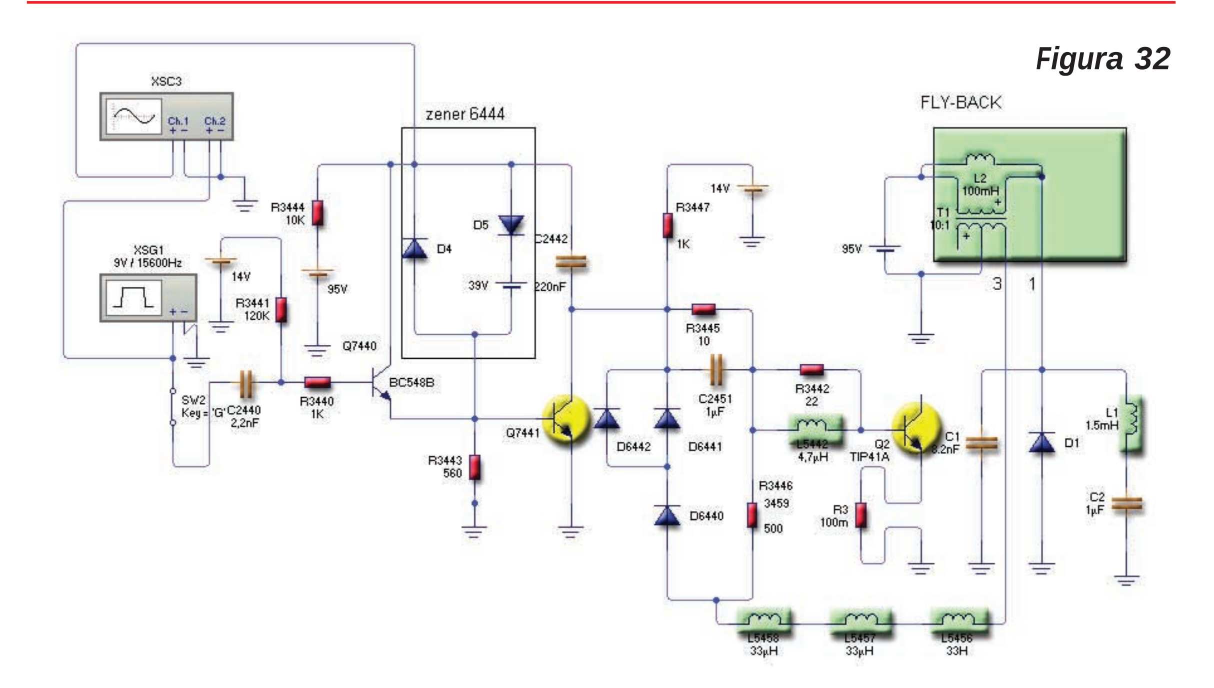


Figura 31

Figura 32



El circuito simulado en LIVEWIRE se puede observar en la figura 32 y el simulado en WB Multisim se puede observar en la figura 33. Ambos pueden ser bajados desde la página de contenidos especiales de nuestra web, tal como se mencionó más arriba (archivos autodrive.lvw y autodrive.msm)

La tensión más importante, es la tensión de salida del predriver que se obtiene en el colector del transistor Q7441. En este punto la forma de señal no puede ser otra que una onda rectangular que tiene como estado bajo la tensión de

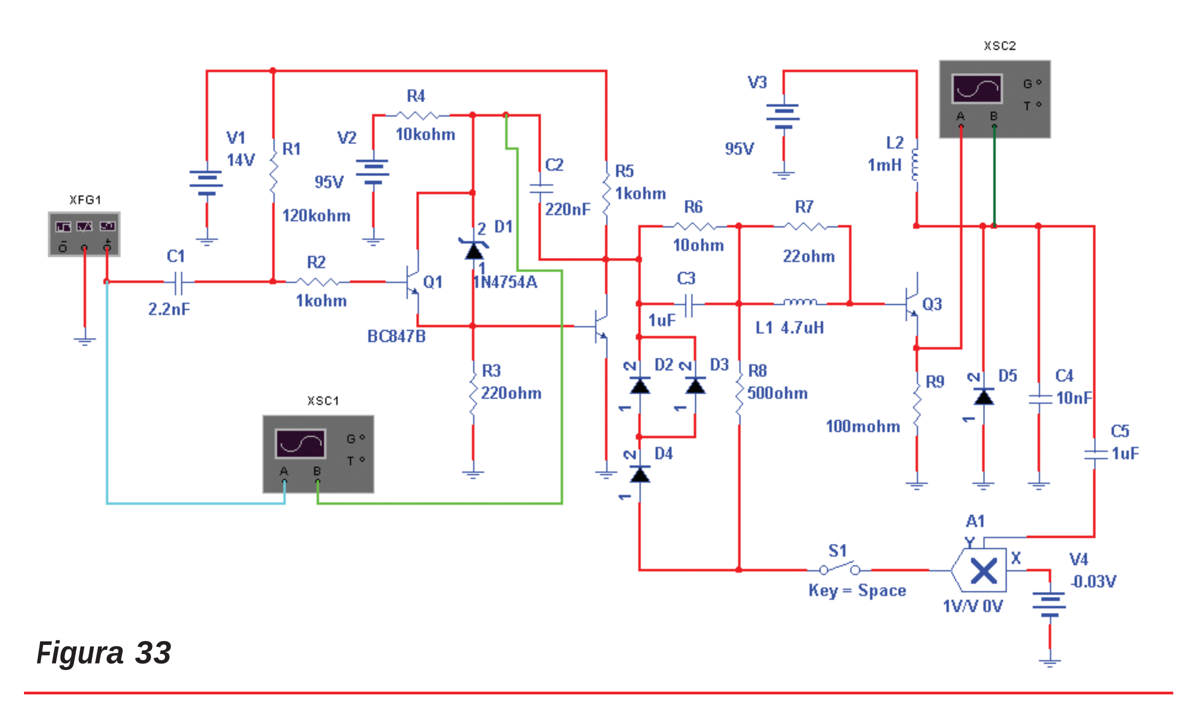


Figura 33

Figura 34

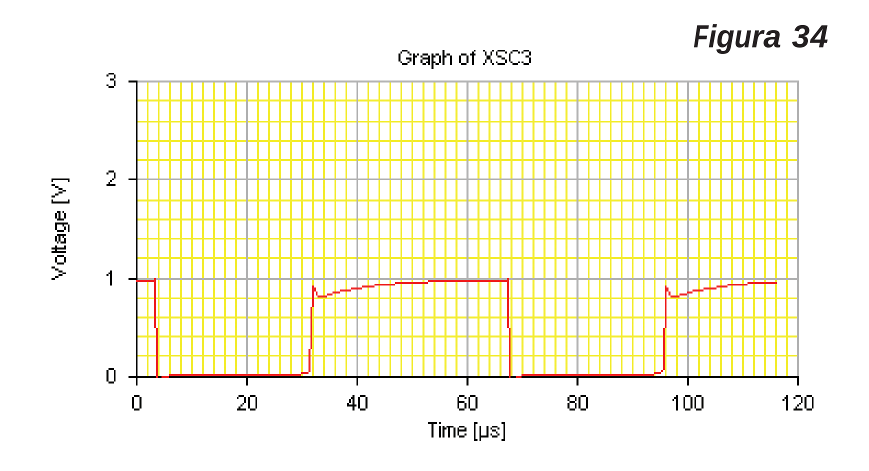
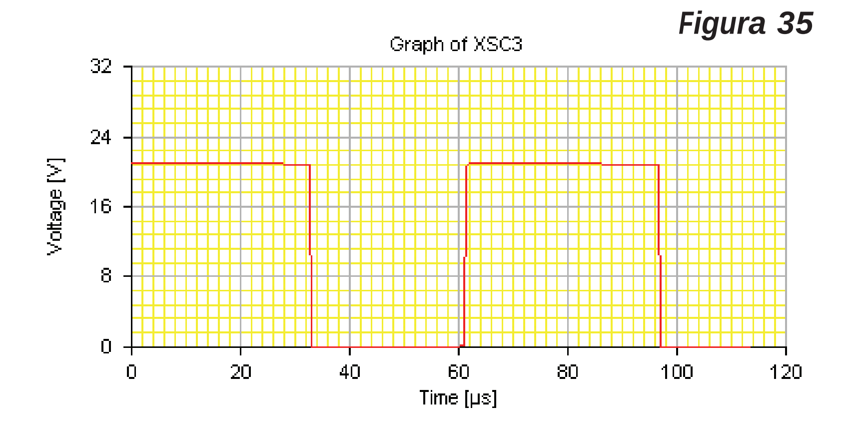


Figura 35



saturación de Q7441 y como estado alto la tensión de juntura de base del transistor de salida más la pequeña caída de tensión que se produce en los resistores 3445 y 3442 con sus componentes asociados en paralelo. Utilizamos un transistor TIP41 como salida horizontal, porque el LIVEWIRE no tiene el BUT11, en realidad la tensión de ruptura no es la correcta pero el simulador no considera esta falla. En la figura 34 se puede observar el oscilograma correspondiente.

Lo más importante de este oscilograma es observar el valor del estado alto. Si este valor supera al indicado significa que alguno de los componentes existentes entre el colector del transistor Q7441 y la base del BUT11 está abierto o que la juntura base emisor esta abierta. En la figura 35 mostramos la señal de colector del predriver cuando la base está levantada.

Si medimos esta señal con un téster analógico, indicará unos 10V aproximadamente en tanto que cuando todo está normal indicará aproximadamente 0,5V. En realidad el oscilograma más importante es el de corriente de base que puede medirse de dos modos diferentes. El primero es con nuestra sonda de corriente y el segundo es colocando un resistor de 100 miliohm en serie con el emisor y conectando allí el osciloscopio.

Nota: esta medición indica la corriente de base de arranque sólo cuando el colector no está conectado. Vea la figura 36.

Una simple cuenta nos permite determinar que la corriente de arranque no tiene más que 22mA. Es evidente que esta corriente no es suficiente para excitar al transistor de salida, pero su medición es un excelente modo de determinar si el predriver funciona correctamente.

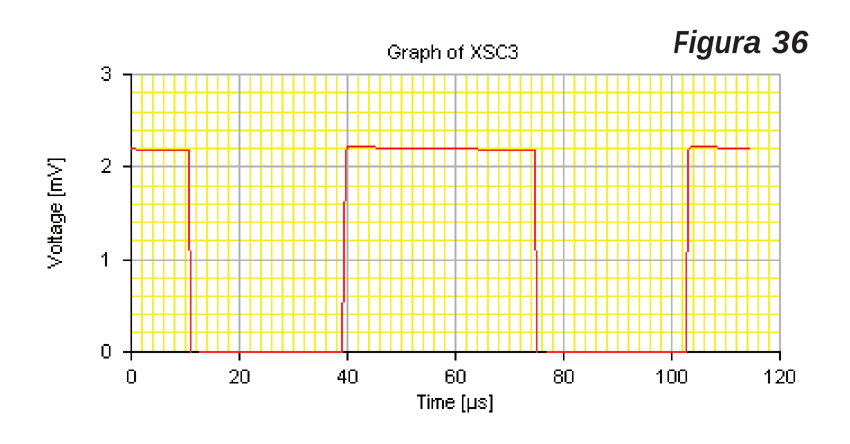


Figura 36

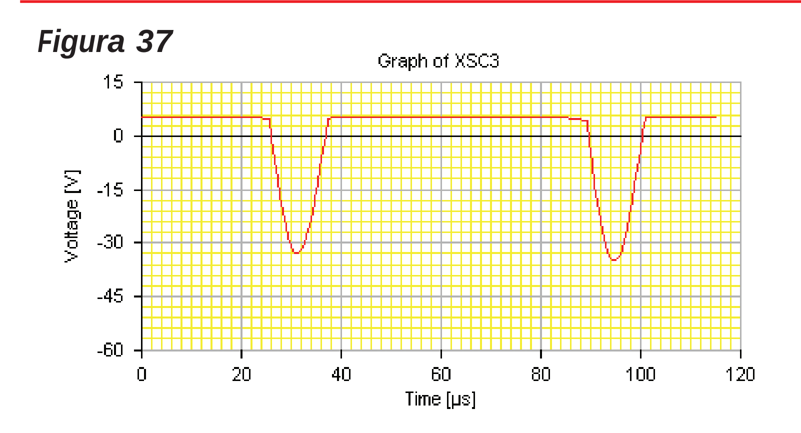
Ahora vamos a estudiar el refuerzo de la corriente de arranque debido a la conexión autooscilante. Como podemos observar, los circuitos de simulación tienen una etapa de salida horizontal rudimentaria, construida solo a los efectos de obtener una adecuada señal de realimentación. La carga de colector de ambos circuitos de simulación es la misma y corresponde al clásico circuito de salida horizontal con inductor (yugo y fly-back en paralelo); capacitor de sintonía, y diodo de recuperación.

Estos componentes generan una adecuada señal de colector con el pulso de retrazado hacia arriba, pero la señal de realimentación debe estar invertida con valor medio nulo y reducida en amplitud. Esta señal se genera de un modo diferente para cada simulador. En el WB utilizamos la función producto de dos señales. El módulo "multiplicador" multiplica la señal "x" por la señal "y". Si "x" se hace igual a una tensión continua negativa, la señal de salida del módulo multiplicador se hace más pequeña e invertida. Este no es un tratado de circuitos simulados, así que lo más importante es que el lector comprenda que de este modo la señal de salida del módulo multiplicador es idéntica a la tensión de la pata 3 del Fly-back del TV real.

En el Livewire no tenemos módulo multiplicador, pero tenemos la posibilidad de modificar fácilmente la relación de espiras de un transformador virtual. Observe que en este caso construimos una etapa de salida horizontal más completa con fly-back, yugo, capacitor "S" diodo recuperador paralelo y capacitor de retrazado. El inductor en paralelo con el primario del fly-back se agrega por un problema de simulación.

Como sea, en los dos circuitos, cuando el transistor de salida horizontal se satura, en la pata 3 del fly-back se obtiene una señal con el pulso de retrazado

Figura 37



hacia negativo como la que podemos observar en la figura 37.

Esta señal se realimenta a la base reforzando la corriente que genera el predriver, no sin antes conformarla adecuadamente para que solo circule corriente por la base del transistor de salida horizontal durante la segunda parte del trazado (un poco antes que termine la recuperación).

Es decir que el estado alto no debe producirse apenas termine el retrazado sino cuando el predriver sale de saturación. Todo esto se consigue con L5456 L5457 L5458 (que son los responsables de limitar la corriente por el circuito de base) junto con los diodos 6440, 6441 y 6442. Inmediatamente después del retrazado, el predriver está saturado aun y conecta los diodos a masa evitando que se genere sobre ellos una tensión superior a dos barreras. Con esa tensión, la corriente enviada hacia la base tiene muy bajo valor aunque no es nulo y con un crecimiento exponencial.

Justamente el agregado de un resistor de 1 Ohm en serie con la base y la conexión de un osciloscopio sobre él, nos permite observar la corriente de base que se observa en la figura 38.

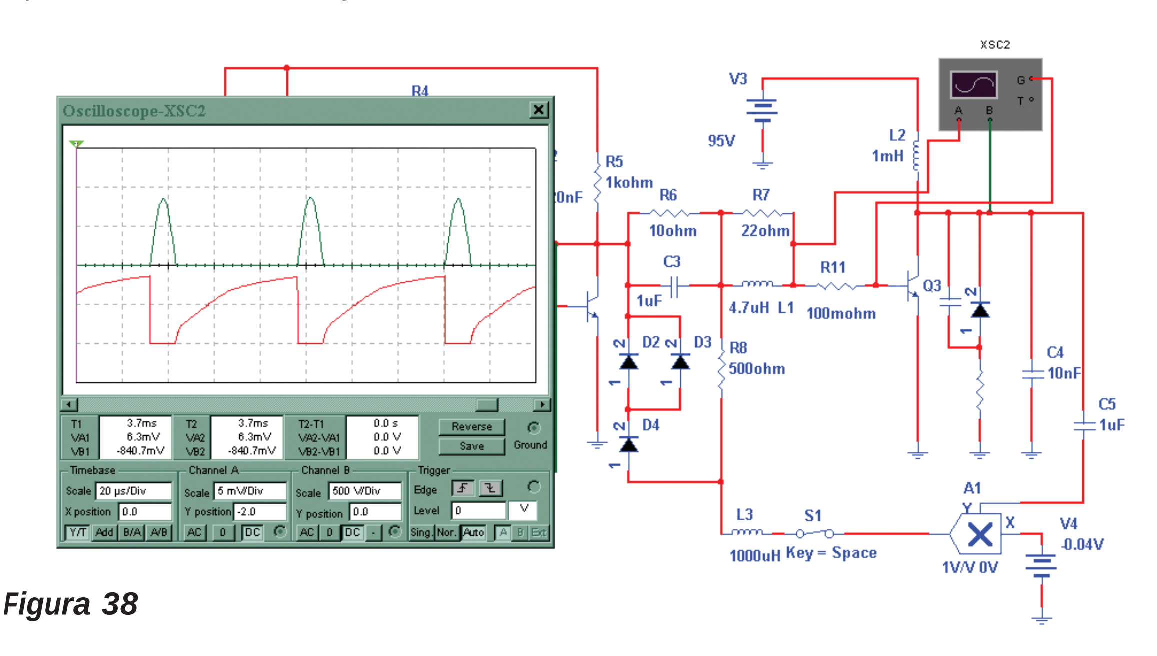


Figura 38

Observe que la corriente crece hasta un valor de aproximadamente 80mA. En realidad debería crecer hasta unos 400mA si la señal realimentada tuviera la amplitud correcta. Pero cuando mayor es la realimentación alineal de un circuito, más lenta se hace su simulación y por lo tanto preferimos ajustar la corriente de base de la simulación a un valor bajo y colocar un transistor de salida horizontal con un beta de 100.

Lo más importante, es tener un circuito simulado que permita realizar servi-ces virtuales. Y que a su vez estas reparaciones virtuales refuercen el conocimien-to adquirido sobre el circuito. Simular un circuito puede ser una tarea compleja pero los beneficios obtenidos son incalculables.

¿Qué ocurre en nuestro circuito simulado si se abre el diodo D4?

Responder esta pregunta por simple análisis del circuito puede llevar mucho tiempo, pero simular la falla es algo inmediato (figura 39).

La diferencia parece no ser importante en la señal de colector; pero no se olvide que utilizamos un transistor de beta 100 para acelerar la simulación. Donde se nota una gran diferencia es en la corriente de base. Allí se modificó la forma de señal y la corriente máxima de base que era de 80mA pasó a ser de 30mA. Es decir que se redujo a más de la mitad. En este caso si utilizáramos un transistor de beta 10 pro-

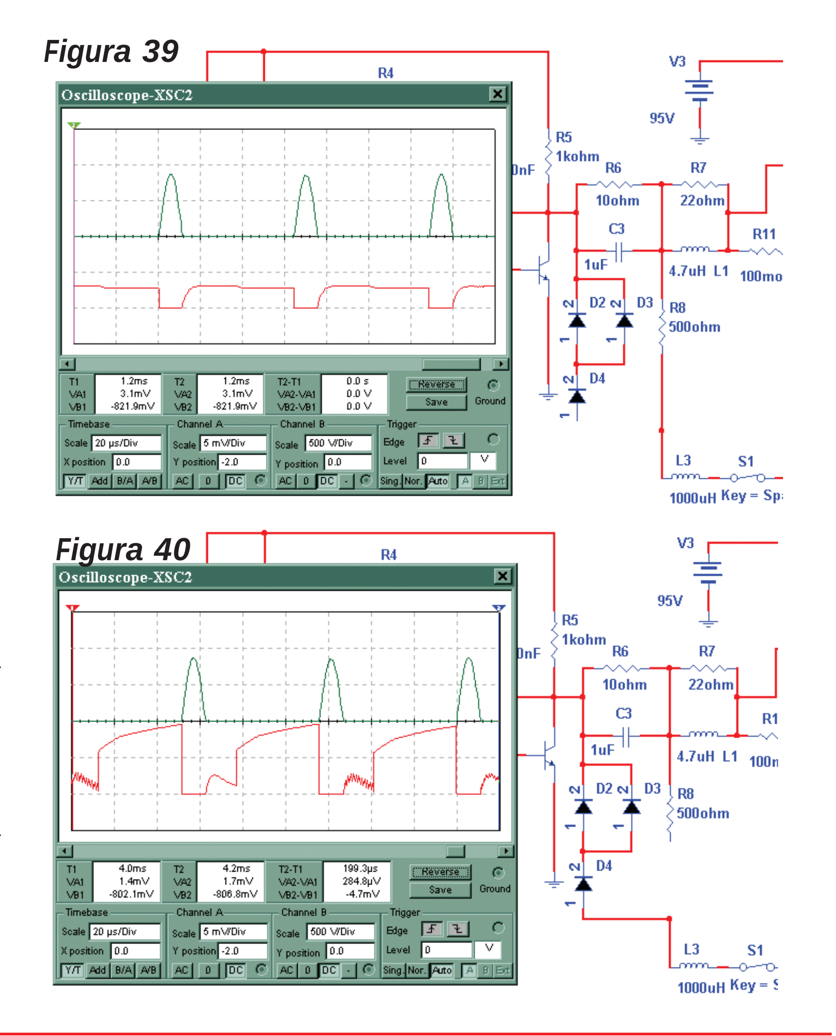


Figura 39

Figura 40

bablemente se observaría en la señal de colector la falla clásica consistente en que la base de la señal no se mantienen en cero al final del trazado. En este caso la etapa seguiría funcionando pero en la realidad el transistor de salida se calentaría hasta quemarse.

¿Qué ocurre si se levanta el resistor de realimentación positiva?

En la figura 40 podemos observar que no ocurre mucho ya que solo se modifica levemente la forma de la señal sin modificarse mayormente el valor final de corriente.

Y así se puede realizar una colección de oscilogramas de fallas sobre el equipo analizado.

Fallas en Receptores de TV y Métodos de Trabajo

Vamos a analizar aquí un detalle de cómo aplicar nuestro método de prueba y luego analizaremos una falla real muy extraña que nos sugiere un agregado al método de prueba del chasis 7.1. y 7.2. Uno de los alumnos de mi gran amigo Paco tenía un TV que había quemado varios transistores de salida horizontal. Se quemaban apenas se encendía el TV. Paco me comentó la falla y yo se la brindo a los lectores.

El método de trabajo propuesto por APAE y compartido por el autor consiste en reemplazar toda la etapa horizontal anterior a la salida por un probador externo construido a propósito, del cual ya diéramos todos los datos para construirlo (Nota: el circuito propuesto por APAE utiliza un circuito integrado jungla horizontal y no el 555. En realidad cualquiera de los dos modelos funcionan correctamente, el autor considera que el modelo con el 555 es más económico y por eso lo propone. La ventaja del circuito propuesto por APAE es que también funciona para monitores, en tanto que el del autor no fue probado aun para ese uso).

Primero se prueba la etapa de salida, con el driver externo colocado entre base y emisor y se observan los oscilogramas de colector. En realidad es conve-

niente reemplazar la fuente propia de la etapa de salida (95V) por una fuente regulada externa de 0 a 150V construida con un dimmer de 1kW, un transformador aislador de 220/110V y un puente de rectificadores.

Es decir que del TV solo se usa, el transistor de salida horizontal, el fly-back, el yugo, el capacitor de retrazado, el capacitor de "S" y todos los componentes asociados al yugo horizontal, como los de linealidad, ajuste de posición horizontal, etc. La fuente es externa y variable y la excitación del transistor de salida es también externa. En una palabra que solo probamos la salida en forma independiente de la excitación.

¿Por qué no usar la fuente propia de 95V?

Porque se puede quemar el transistor de salida antes que podamos realizar la mas mínima medición. Con una fuente regulable comenzamos con un valor muy bajo de tensión (por ejemplo la décima parte del nominal, en nuestro caso 9,5V) y así realizamos las mediciones sin peligro de voladuras intempestivas.

Con la fuente al 10% de la tensión nominal, Ud. debe tener las mismas forma de señal que a plena tensión, pero con valores de pico proporcionalmente menores, porque la etapa reacciona linealmente. De cualquier modo no le aconsejamos conectar el osciloscopio con la punta x10 sobre la tensión de colector, porque una falla en el circuito puede generar tensiones superiores a 600V. Use la punta divisora por 100 y conecte la sonda de corriente en colector del transistor de salida horizontal. Luego lleve la fuente a tensión a salida nula y pruebe la etapa comenzando a levantar la tensión de a poco. Si las formas de los oscilogramas son normales, llegue hasta el 10% del valor nominal y mida la tensión del pico de retrazado y la corriente de pico de colector. La tensión de retrazado normal es del orden de los 800V y la corriente de pico del orden de los 3 Ampere. Los valores reducidos deben ser por lo tanto de 80V y 300mA para considerarlos normales. Si no tiene osciloscopio puede usar un detector de pico para tensiones altas construido con un diodo recuperador y un capacitor a masa de .01µF x 1600V (mida sobre el capacitor con un téster digital).

Si la prueba con tensión reducida es adecuada, debe seguir subiendo lentamente la tensión de fuente, hasta llegar al valor nominal. Si durante el incremento de la tensión se observan inestabilidades en los oscilogramas, reduzca levemente la tensión y deje todo funcionando por algunos minutos para permitir el calentamiento de algún componente con pérdidas de rendimiento (fugas o resistencias series). Un fly-back con fugas puede demorar 30 minutos en calentar, un ca-

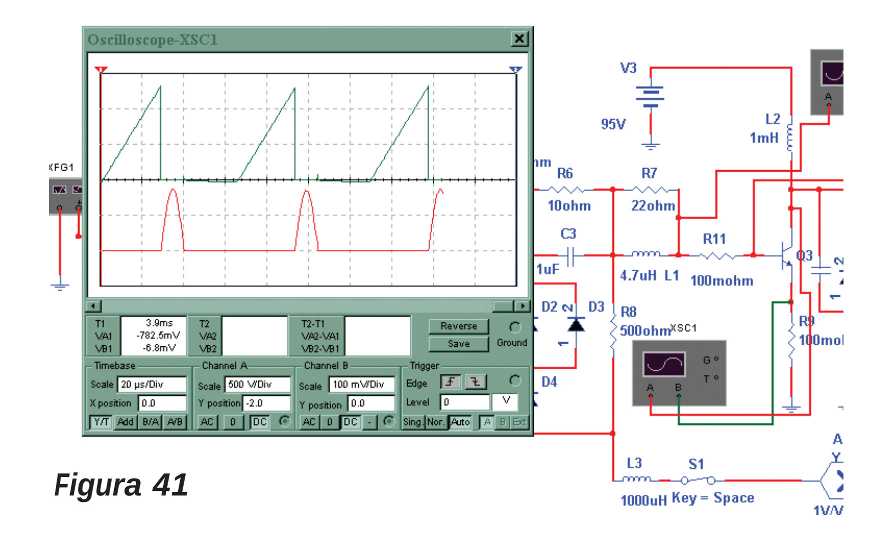


Figura 41

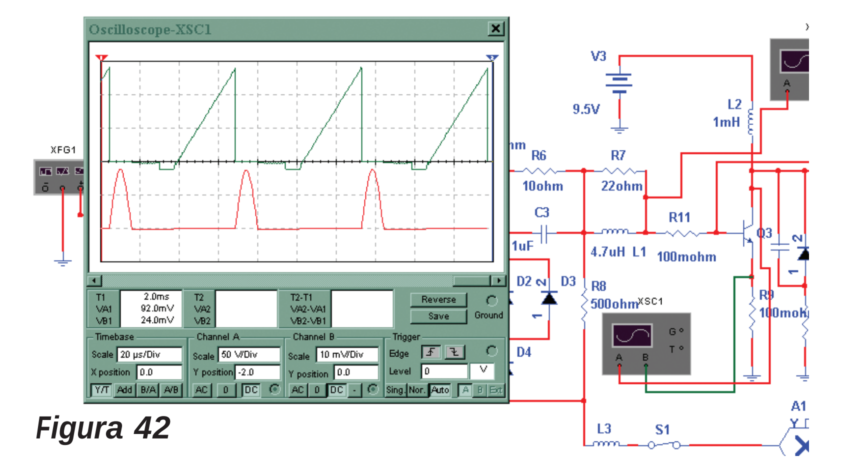


Figura 42

pacitor cerámico disco de 2kV puede quemarse en forma instantánea, un capacitor de "S" puede demorar algunos minutos. Todo depende de la masa del componente; los más masivos tardan más en calentarse. El chasis que estamos analizando tiene un oscilograma de corriente de base muy particular, cuando funciona bien, con una pendiente en subida. Lo clásico es una pendiente en bajada cuando se trata de etapas driver a transformador. Pero lo más importante es el valor final que debe ser del orden de los 500mA. En la figura 41 se pueden observar los oscilogramas de corriente de emisor y tensión de colector del transistor de salida horizontal a tensión nominal y en la figura 42 los oscilogramas con tensión reducida.

Observe que el oscilograma de tensión de colector tiene un pequeño sector, después del retrazado, con valores levemente negativos correspondientes a la tensión de barrera del diodo recuperación.

En el oscilograma de tensión reducida esa barrera de unos 900mV se hace visible. También se observa una pequeña corriente de recuperación por el transistor durante el final de la recuperación.

Una vez que Ud. se acostumbre a observar estos detalles podrá determinar el funcionamiento correcto de la etapa con baja tensión de fuente.

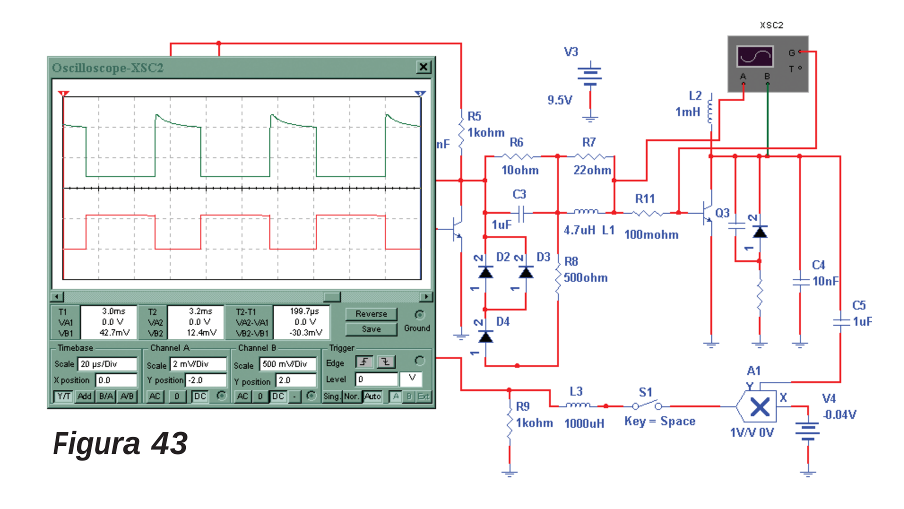


Figura 43

¿Y si la prueba da bien?

Entonces no dude en que la falla está en el driver de su TV. Ahora debe hacer la prueba inversa. Deje el transistor de salida horizontal sin tensión de fuente y conecte la base al excitador del propio TV a través de la sonda de corriente. Haga arrancar el TV y pruebe la corriente de excitación de base. Por lo general, en el final del trazado la corriente de base es del orden de los 500mA cuando está reforzada por el fly-back (si tiene menos el transistor de salida horizontal está mal excitado y terminará quemándose) pero como nosotros levantamos el colector del transistor de salida no tendremos refuerzo y la corriente será de solo 20mA al final del trazado como lo indica el oscilograma inferior de la figura 43.

Si tanto los oscilogramas de colector obtenidos anteriormente como los de corriente de base obtenidos ahora, están bien el problema puede estar en algunos de los componentes del lazo de realimentación positiva. Alguno de los tres diodos, o alguno de los tres choques o alguno de los resistores de 1kΩ o el bobinado de realimentación positiva del fly-back.

El resistor y los diodos pueden ser medidos fácilmente con un téster pero los inductores no. Por eso cuando expliquemos la solución de un caso real vamos a indicar cómo se pueden medir los inductores con mucha facilidad y sin tener medidor de inductancias.

Las fallas en el driver son, por lo general, fáciles de solucionar. Lo que no suele ser fácil es conseguir que toda la sección funcione con la etapa de salida desconectada. En efecto, los TVs modernos suelen tener protecciones que cortan la señal de salida del jungla si la etapa de salida horizontal no funciona. Puede ser el mismo circuito protector de rayos X a que se le hace detectar una banda de tensión, en lugar de un valor máximo, para que corte tanto con altas como con bajas tensiones; o un detector específico, que determine la tensión en algún bobinado del fly-back. También puede ser que opere la protección del vertical si es que éste se encuentra alimentado del fly-back.

Si bien es posible ubicar las protecciones, muchas veces es más rápido y sencillo excitar al primer transistor de la cadena con una señal obtenida del mismo probador que construimos, al que debemos colocarle una salida de 9Vpap. En el circuito con 555 podemos tomarla desde el colector del transistor 7608 directamente. Como el colector debe alimentar dos circuitos aconsejamos modificar su resistor de pull-up (R7 de la figura 29) por otro de 470 Ohm y R8 por 1kΩ. También se puede colocar una llave inversora para seleccionar carga interna o externa.

La idea es determinar si el problema es que el jungla no genera la señal de excitación o que el driver no realiza su trabajo. Si el problema está en el jungla, entonces sí, hay que analizar las protecciones y el clock del circuito horizontal para actuar luego por descarte y determinar el cambio del jungla que es el componente más caro del bloque.

Ya hablamos de las protecciones, pero aun no dijimos nada del clock horizontal del jungla. El clock es un modo moderno de denominar al viejo circuito oscilador horizontal de los TVs. Originalmente este oscilador funcionaba en 15.625Hz y podía generarse por constante de tiempo RC o por bobina osciladora (LC). Posteriormente funcionaron con un filtro cerámico de una frecuencia igual a 32 FH (casualmente 500kHz para la norma N de 15.625Hz, aunque en general los TV tiene un filtro de 502kHz que corresponde a la norma M de USA). En el momento actual los junglas no tiene ni filtro cerámico, ni constante RC ni LC. Utilizan el/los cristales de color para generar la frecuencia horizontal por división de frecuencia. Por lo tanto el reparador debe verificar que el jungla esté alimentado al pulsar el botón de encendido y que el/los cristales tengan señal de oscilación sobre ellos. Recién después de estas verificaciones se debe cambiar el jungla ya con la certeza de que no puede ser un componente periférico.

Analicemos ahora el problema del alumno de Paco ya con todo lo que conocemos sobre el tema. Yo no conozco qué método utilizaron para concretar la reparación, pero según me dijo Paco lo que encontraron fue que los tres inductores 5456, 5457 y 5458 estaban en cortocircuito.

Al realizar la prueba con la fuente y el probador externos el aparato debería funcionar correctamente porque esos inductores están conectados a un punto de relativamente baja impedancia (la base del salida horizontal) a través de la R 3445 y 3442. Lo mismo ocurriría cuando se mida la corriente de base del salida sin el refuerzo del fly-back. Por lo tanto mi método me lleva a controlar los componentes de la red de realimentación positiva. Los resistores van a dar una medición correcta. Los diodos también y por ultimo quedarían los inductores.

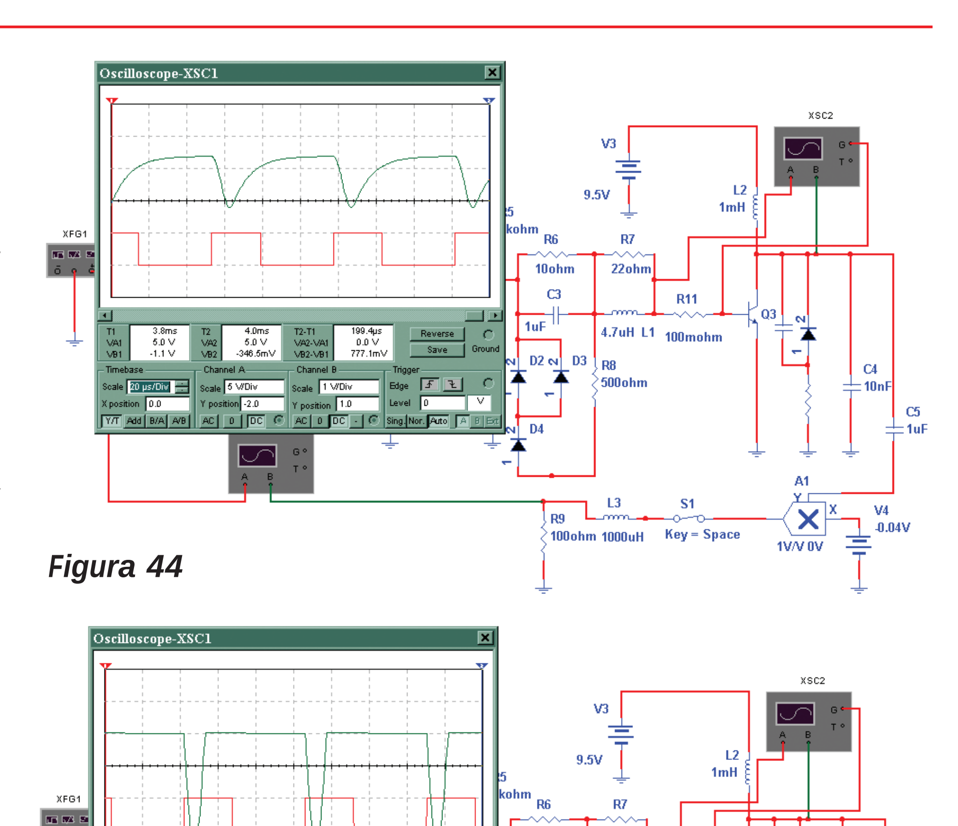


Figura 44

Figura 45

Observe que podríamos determinar que la falla se debe a ellos por descarte, pero sospechar de tres componentes difíciles de conseguir y no poder verificarlos no es algo muy conveniente. El agregado de un resistor de 100 Ohm luego de los inductores me permite comprobar su estado automáticamente (y trabajando con tensión reducida) como lo indica el oscilograma de la figura 44, en donde los inductores están normales.

Cuando los inductores están en cortocircuito el oscilograma tiene mayor amplitud y una forma diferente (figura 45).

Si solo hay un inductor en cortocircuito se tendrá un caso intermedio.

Con este agregado al método de prueba, se lo puede considerar absolutamente apto para el trabajo de campo. En nuestro laboratorio lo empleamos desde hace muchos años y le vamos a agregando las variantes correspondientes a los TVs más modernos.

Y así podemos decir que en este estudio desmistificamos a las etapas driver modernas que tanto dolores de cabeza le producen a nuestros amigos los re-

paradores de TV. Y lo hicimos para todos, si tiene osciloscopio le explicamos cómo usarlo, pero si no lo tiene siempre le acercamos algún método alternativo que pueda ayudarlo.

Por otro lado, al revisar el texto el autor descubrió que prácticamente todos los dispositivos que le sugerimos armar, no requieren más componentes que los que podemos encontrar en nuestro taller.

Quedarían pendiente los detalles para construir el VARIAC electrónico (fuente de 0 a 150V). Escríbanos para que le enviemos la documentación que está prevista publicarse en Saber Electrónica Edición Argentina Nº 201.

Y para aquellos lectores que piensan "para qué voy a armar la sonda de corriente o la punta divisora por 100 si yo no tengo osciloscopio", le decimos que muy pronto vamos darle las indicaciones para construir un banco de prueba de deflexión H + V que necesita de esos recursos imprescindiblemente. Este banco de prueba es la solución a un problema muy actual ya que es capaz de medir la potencia disipada en el transistor e indicar cuál es la potencia disipada de pico y en qué momento se produce. Nuestro banco de prueba puede responder a las siguientes preguntas:

¿Este transistor de salida horizontal que acabo de comprar, estará en buenas condiciones en lo que respecta al beta a alta corriente y tiempo de conmutación?

¿No será algún transistor de descarte que puede durar funcionando solo unos minutos?

¿Por qué recalienta y se quema el transistor de salida si todos los oscilogramas parecen estar bien?

Ahora... sólo es necesario que ponga en práctica lo aprendido para obtener buenos resultados en la reparación de televisores.

Fallas en Equipos Comerciales

Falla 1: Problemas en la etapa horizontal

Síntoma: Intermitentemente se corta la imagen y puede quedar parpadeando

Reparación: Tomamos como referencia el televisor Telefunken (BGH) 21R19, chasis IKC1.

Una falla de este tipo puede estar ubicada en la fuente o en la etapa de salida horizontal. El modo de ubicarla depende de los elementos con que se cuenta.

Como la fuente tiene realimentación desde el horizontal, lo mejor es alimentar todo el TV con fuentes de 112V (regulable de 30 a 150V), 25V y 13V. En estas condiciones y comenzando con la fuente de horizontal desde 30V se observa que el TV funciona bien hasta tensiones de 90V. Con tensiones mayores empieza a titilar la imagen aunque la fuente no se corte y posteriormente se corta por completo (vea la figura 46).

Observando la señal de excitación del transistor de salida horizontal, se comprueba que el corte de la imagen coincide con un corte de la excitación horizontal, que ya aparece cortada en la pata de salida del IC20 TEA2029.

Esto significa que debe existir alguna condición que corta la excitación horizontal, cuando aumenta la tensión extra alta o cualquier otra tensión auxiliar del

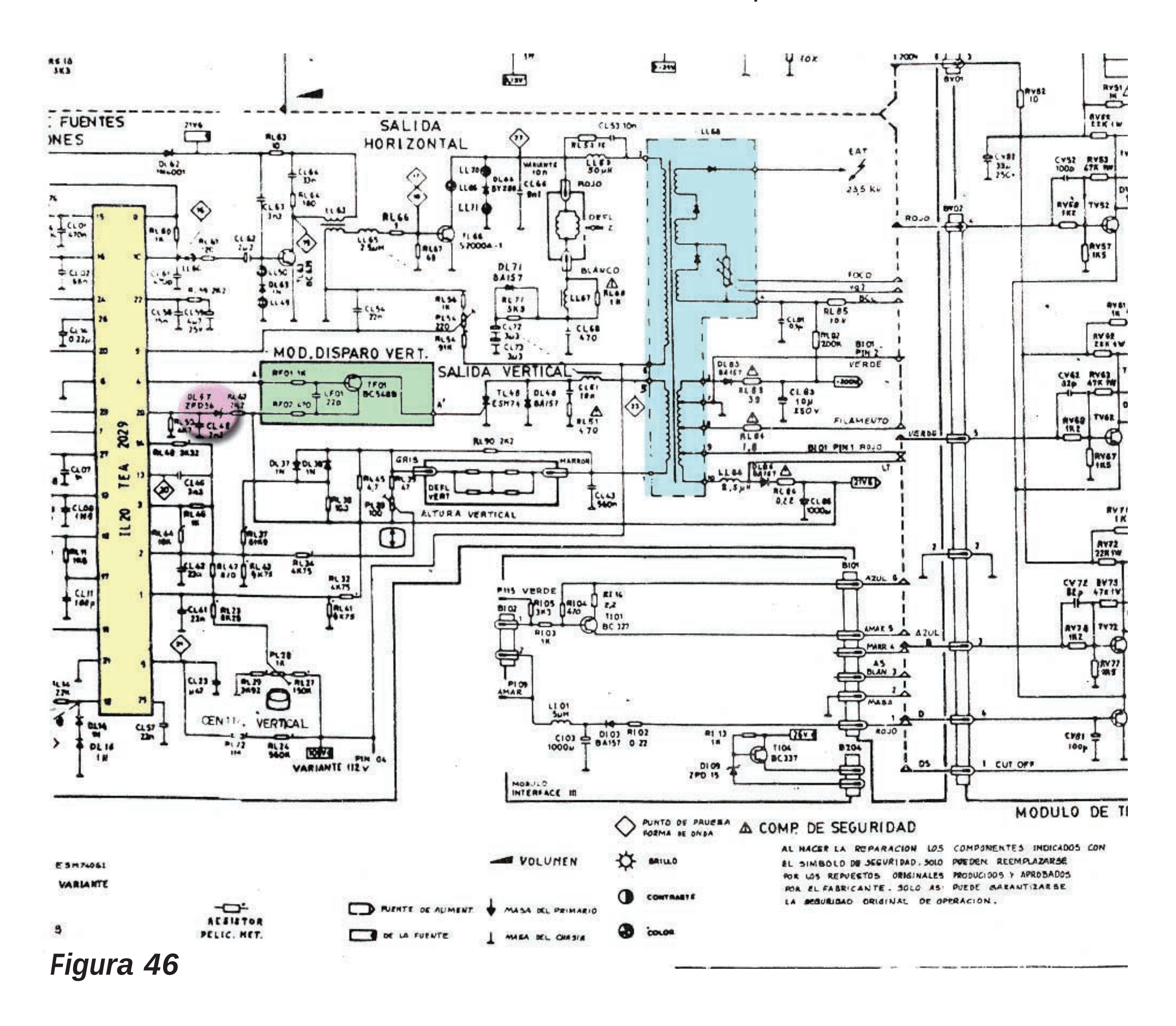


Figura 46

Fly-Back. Mirando el circuito, encontramos el diodo zener DL47 que opera como protector de rayos x. Observe que este diodo opera levantando la tensión de la pata 28 del TEA2029 cuando la fuente auxiliar de 27V del Fly-Back supera los 36V del zener.

En este caso, el zener tenía fugas y esta protección operaba una tensión de 25V. Al cambiarlo por uno en buenas condiciones se resolvió el problema. Esta falla no es frecuente, pero el modo de ubicarla puede resolvernos otros problemas similares en otros TVs.

Falla 2: Problemas en la etapa jungla y driver horizontal

Síntoma: Enciende el LED piloto, pero al pulsar power no aparece imagen ni sonido.

Reparación: El televisor tomado como referencia para explicar el procedimiento de búsqueda de falla es el CROWN modelo CT1405R.

Simplemente este TV no tenía deflexión horizontal. Este síntoma tiene muchas causas. Lo más probable es que en otro TV de la misma marca y modelo con estos mismos síntomas Ud. cambie R596 y no se arregle. Cómo se puede hacer para determinar con precisión una falla tan amplia sin osciloscopio (vea la figura 47).

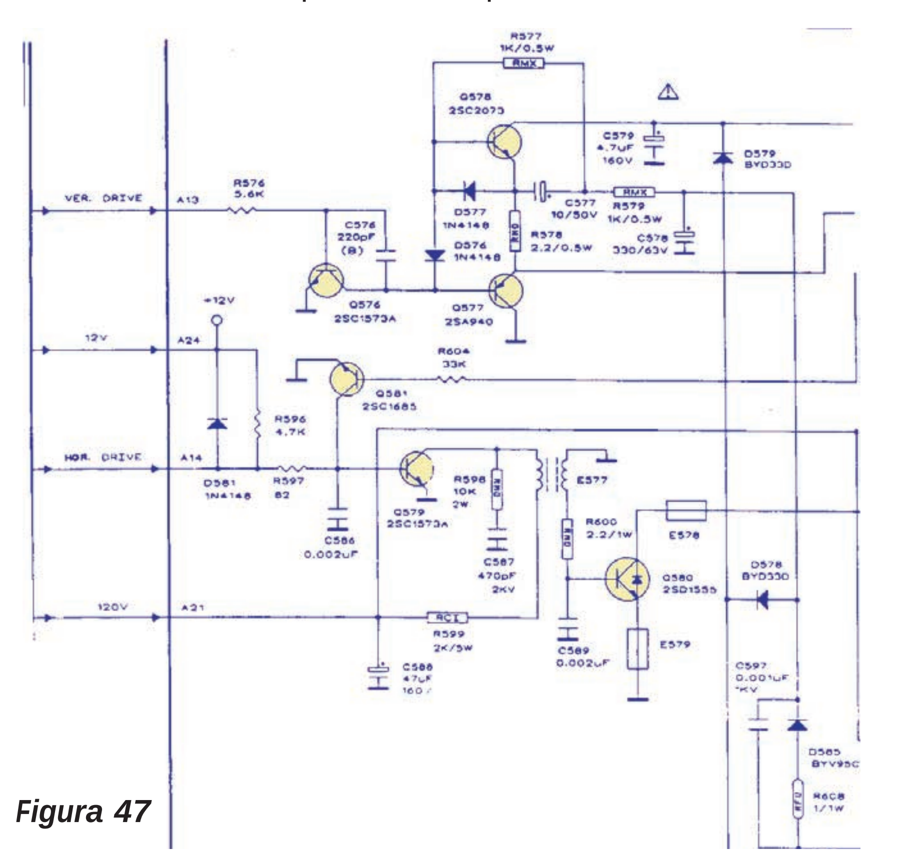


Figura 47

Si Ud. no tiene osciloscopio debe construirse algún generador de excitación del transistor de salida horizontal.

¿Qué es este instrumento casero?

Es un invento, que en APAE está dando muy buen resultado y que fue diseñado porque algunos TVs PHILIPS lo necesitan imprescindiblemente en su método de reparación.

¿Y qué es?

Es un oscilador horizontal y una etapa driver completa incluyendo el transformador driver. Es probable que en próximas entregas indiquemos el circuito, pero en nuestro laboratorio tenemos algo que lo suplanta.

Simplemente montamos una etapa driver completa extra, en los monitores que usamos para probar las videocaseteras. Es decir, que sobre la pata de salida horizontal del Jungla tenemos conectadas dos etapas driver horizontal. La propia y otra cuyo secundario del transformador driver termina en dos “bananas” hembras. Allí conectamos un par de cables, que sirven para excitar el transistor de salida horizontal de un TV en reparación.

Justamente desde allí excitamos la base del transistor de salida horizontal del CROWN MUSTANG desconectando el secundario del driver propio y la etapa de salida horizontal arrancó sin problemas.

Esto significa que la falla está en la etapa driver, o en el Jungla, que no generan la señal de salida.

¿Cómo lo puedo saber si no tengo osciloscopio?

Utilizando una sonda medidora de CA y un téster preferentemente de aguja. En la figura 48 se puede observar un simple circuito adecuado para frecuencia horizontal ya que conviene tener una

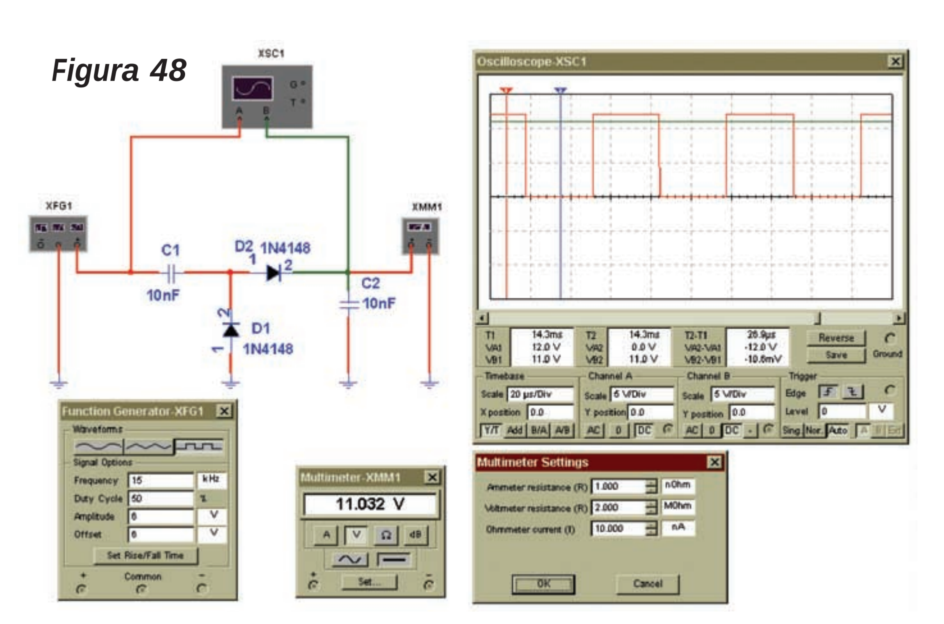


Figura 48

sonda para RF otra para horizontal y otra para vertical. Esta sonda indica el valor pico a pico de la señal sin importar que la misma tenga una componente continua montada (que queda filtrada por C1). Presenta un error fijo debido a la barrera de los diodos que es de aproximadamente 1V si se utiliza un téster digital de 2MΩ de resistencia interna (este es el valor clásico). Es decir que si Ud. mide la salida de horizontal del Jungla, le puede dar 8V en el téster si el Jungla se alimenta con 9V o 11V si está alimentado con 12V, como en nuestro caso. Si se la usa para medir en el colector del driver, debe indicar un valor de unos 30 o 40V de acuerdo a la tensión de fuente del mismo. En nuestro caso ambas tensiones eran nulas. Revisando el resistor R596 encontramos que estaba cortado y por eso no había señal de salida horizontal.

Falla Nº 3: Etapa vertical deficiente

Síntoma: Pantalla oscura sin sonido

Reparación: Esta falla se presenta en cualquier TV que use el vertical TDA9302H o el STV9379FA. La solución consiste en cambiar el CI de salida vertical y realizar una modificación sobre sus componentes periféricos.

Luego de reparar una cantidad considerable de TV PHILIPS con el 9302 quemado, se me ocurrió consultar con un amigo que trabaja en un servicio técnico oficial de la marca, dada la desaparición en nuestro país del servicio técnico central de PHILIPS.

Para mi sorpresa, mi amigo me comentó que existía un informe de PHILIPS de Holanda sobre el tema. Cuando quise pasar el informe a APAE me indicaron que en el Boletín técnico ya se había hecho un comentario con un resumen de dicho informe a solicitud de muchos socios de la institución.

¿Por qué se quema un vertical?

No hay una razón única. Puede ser por una falla de fabricación, porque su disipador es pequeño, por un pico de tensión en la fuente; por un cortocircuito momentáneo sobre su salida, etc.

Ahora, que si todo está bien controlado y se sigue quemando, seguramente se trata de una captación electrostática de una o más de sus patitas. El autor escribió hace mucho tiempo (fue mi primera colaboración en la revista “Saber Electrónica”) una serie que se llamó: “Los Asesinos Andan Sueltos” y que dada su

actualidad también se puede bajar de nuestra página www.webelectronica.com.ar con la clave: **asesinos**.

Si desea detalles lo remitimos a esa serie de artículos, que ningún reparador debe dejar de leer porque contiene información práctica de uso diario. Si sólo desea reparar el vertical de los PHILIPS siga las siguientes instrucciones:

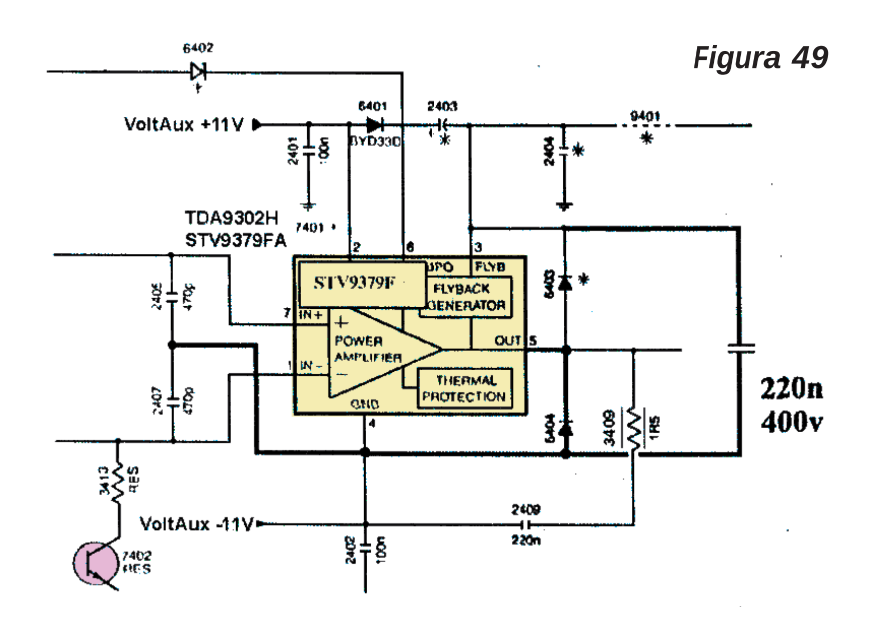


Figura 49

1- Levante las patas de masa de C2405 y C2407 y conéctelas directamente sobre la pata 4 del integrado (IC 7401) con una conexión lo más corta posible. Con esto se evita que el loop de esos capacitores capte el campo magnético de los arcos.

2- Agregue un diodo rápido BDY33D entre las patas 5 y 4 con el cátodo hacia la salida (pata 5). Con esto se evita que los campos electrostáticos captados por el cable del yugo o por el yugo mismo generen tensiones negativas en la pata de salida.

3- Agregue un capacitor de 220nF x 400V del tipo de polyester metalizado entre la pata de fuente (3) y la pata de masa (4). Con esto se evita que la fuente de alimentación presente pulsos de corta duración durante los arcos.

4- Agregar un cable entre la banda metálica o suncho del yugo y la malla de masa del tubo. Con esto se coloca una especie de blindaje rudimentario sobre el yugo y sobre todo se evita que este suncho acople las bobinas horizontales y verticales (vea la figura 49).

****